

AD-A039 824

DEFENCE RESEARCH ESTABLISHMENT OTTAWA (ONTARIO)

F/G 9/5

RESEAU D'ANTENNES CONTROLES PAR ORDINATEUR (COMPUTER-CONTROLLE--ETC(U)

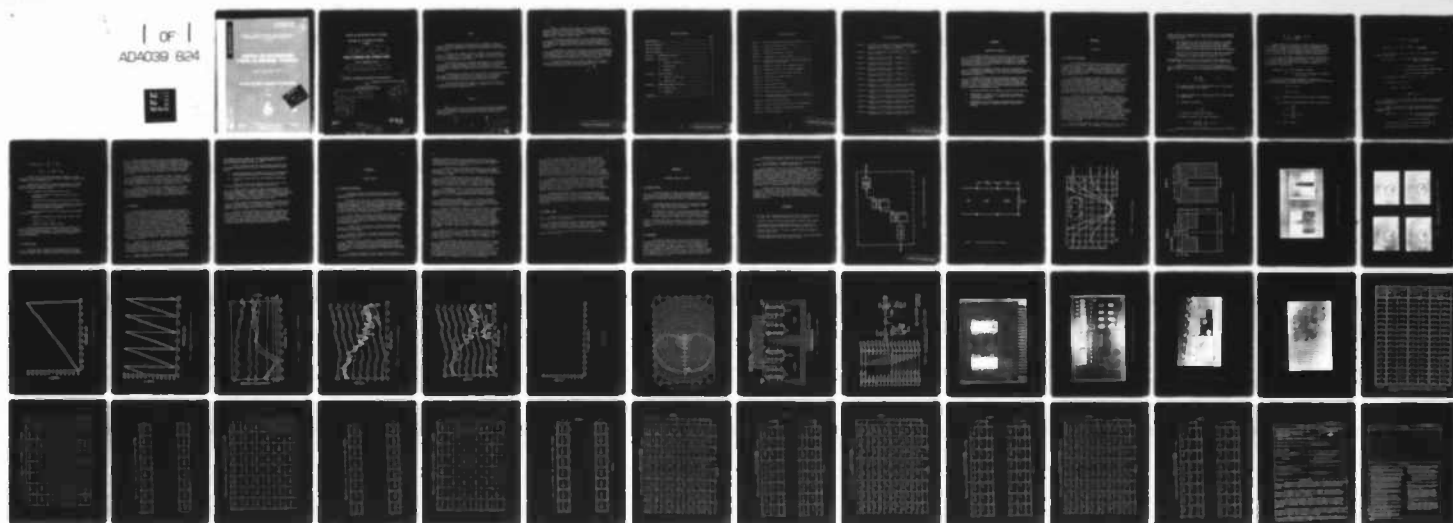
APR 77 D BOIVIN

UNCLASSIFIED

DREO-TN-77-9

NL

1 OF 1
AD4039 824



END

DATE
FILMED
6-77

ADA039 824



ORDO NOTE TECHNIQUE: N° 77-0
ORDO NT 77-0

RÉSEAUX D'ANTENNES CONTRÔLÉS PAR

NOT

B. DUBOIS

CONSEIL DE RECHERCHES POUR LA DÉFENSE

MINISTÈRE DE LA DÉFENSE NATIONALE
CANADA

⑨ Technical Note

CENTRE DE RECHERCHES POUR LA DÉFENSE, OTTAWA

NOTE TECHNIQUE N^o. 77-9

⑭ DREG-TN-77-9

② RÉSEAUX D'ANTENNES CONTRÔLES PAR ORDINATEUR

par (Computer-Controlled Antenna Arrays) •

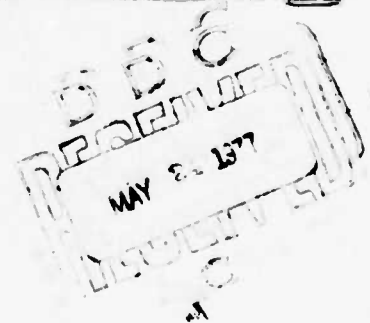
D. Boivin

Section de la guerre Électronique
Division de l'électronique pour la Défense

⑩ Daniel Boivin

⑪ Apr 77

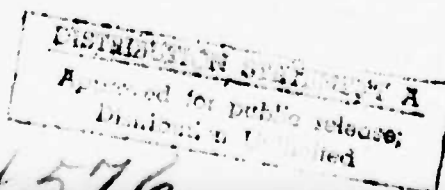
⑫ 53p.



PROJECT N^o
44-01-09

77-088

REÇU AVRIL 1977
PUBLIÉ AVRIL 1977
OTTAWA



404576

JP

RESUME

Fabriqués au Centre de recherches pour la Défense à Ottawa et installés ensuite au laboratoire de simulation de brouillage, ces réseaux d'antennes couplées permettent d'y évaluer la vulnérabilité du radar militaire qui s'y trouve.

Il existe trois réseaux d'antennes couplées, dont le principal comprend les rangées 1 à 6 (48 éléments). La rangée 7 est insérée au centre du mur de la chambre sourde. La rangée 0 est placée au bas de ce mur pour simuler les échos parasites venant du sol.

Les réseaux peuvent être commandés manuellement ou par ordinateur. Les simulations fournies augmentent nettement nos capacités; il peut s'agir d'un aéronef se déplaçant horizontalement ou verticalement, d'un nuage de plaquettes de brouillage, d'échos parasites venant du sol et de brouillage angulaire.

La simplicité de conception, le coût peu élevé et l'interchangeabilité des antennes sans réglages contribuent au succès de cette installation. Les antennes microbandes, mises au point au laboratoire, s'y adaptent. Elles sont aussi conçues pour émettre à des fréquences micro-ondes.

La plage d'utilisation du réseau va de 8.5 à 9.5 GHz, alors que la variation de puissance entre les éléments ne dépasse pas ± 1.6 dB et que la variation de phase ne dépasse pas $\pm 9^\circ$.

ABSTRACT

These antenna arrays, constructed at Defence Research Establishment Ottawa and installed in the Electronic Countermeasures simulation laboratory, allow the evaluation of the vulnerability of the military radar used in the laboratory.

from
iii
↓
There are three antenna arrays, of which the principal array includes rows 1 to 6 inclusive (48 elements). Following that there is row 7 which is inserted at the centre of the wall of the anechoic chamber. Finally there is row 0 positioned at the bottom of the wall of the anechoic chamber mainly to simulate ground clutter.

This system of antennas can be controlled either manually or by computer. The simulations obtainable with this system greatly enhance our capabilities; such as simulating an aircraft moving horizontally and vertically, a blooming chaff cloud, ground clutter and angle deception jamming.

The simplicity of design, the low cost, and the interchangeability of antennas without the necessity for readjustment contribute to the success of the antenna arrays. The microstrip antennas, which have been developed in the laboratory, are appropriate for such antenna arrays. These antennas also have been designed for transmitting at microwave frequencies. for -

The band of operation of the system is from 8.5 to 9.5 GHz, while the variation in radiated power between elements does not exceed ± 1.6 dB and the variation in phase does not exceed $\pm 9^\circ$.
228

PRECEDING PAGE BLANK-NOT FILMED

TABLES DES MATIERES

	Page
RESUME/ABSTRACT.....	iii
TABLE DES MATIERES.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES TABLEAUX.....	xi
CHAPITRE 1. INFORMATIONS GENERALES.....	1
CHAPITRE 2. SECTION R-F.....	2
2.1 THEORIE ET CONCEPTION.....	2
2.2 PRODUIT FINAL.....	6
2.3 RESULTATS.....	7
CHAPITRE 3. SECTION LOGIQUE.....	9
3.1 THEORIE ET CONCEPTION.....	9
3.2 PRODUIT FINAL.....	11
CHAPITRE 4. RENDEMENT GLOBAL DU SYSTEME.....	12
4.1 PRODUIT FINAL.....	12
4.2 RESULTATS.....	12
REFERENCES.....	13

LISTES DES FIGURES

Figure 1.	Réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur.....
Figure 2.	Equivalent électrique de l'antenne.....
Figure 3.	Coefficient de réflexion.....
Figure 4.	Dimensions physique de l'antenne.....
Figure 5.	Photographie de l'antenne dipôle.....
Figure 6.	Coefficient de réflexion de 4 antennes différentes présenté sur "Smith Chart".....
Figure 7.	Réglage de phase de trois antennes typiques.....
Figure 8.	Réglage de phase de trois antennes typiques.....
Figure 9.	L'atténuation de trois antennes typiques.....
Figure 10.	Gain de trois antennes typiques.....
Figure 11.	Gain d'une antenne.....
Figure 12.	Courbe polaire de gain.....
Figure 13.	Courbe polaire de gain.....
Figure 14.	Circuits captures des données.....
Figure 15.	Commutateur diode à "PIN" driver-decodeur rangées 0 et 1 de la section logique.....
Figure 16.	Circuit capture des données.....
Figure 17.	Circuit commutateur diode à "PIN" driver-décodeur....
Figure 18.	Réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur.....
Figure 19.	Réseaux d'antennes.....

LISTES DES TABLEAUX

- Tableau 1. La limite de la gamme de fréquence pour maintenir le coefficient de réflexion à l'intérieur des limites indiquées pour 16 antennes différentes.....
- Tableau 2. Perte par insertion en (dB). (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 8.6 GHz.....
- Tableau 3. Perte par insertion en (dB). (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 8.6 GHz.....
- Tableau 4. Perte par insertion en (dB). (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 9.6 GHz.....
- Tableau 5. Perte par insertion en (dB). (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 9.0 GHz.....
- Tableau 6. Perte par insertion en (dB). (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 9.4 GHz.....
- Tableau 7. Perte par insertion en (dB). (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 9.4 GHz.....
- Tableau 8. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 8.6 GHz.....
- Tableau 9. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 8.6 GHz.....
- Tableau 10. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 9.0 GHz.....
- Tableau 11. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 9.0 GHz.....
- Tableau 12. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 1 à 6). Fréquence est de 9.4 GHz.....
- Tableau 13. Données de la calibration de puissance et de phase. (Rangées 0 et 7). Fréquence est de 9.4 GHz.....

CHAPITRE 1

INFORMATIONS GENERALES

Ces réseaux d'antennes ont été construits au C.R.D.O. et installés à un bout de la chambre sourde, dans le but de procurer des cibles de radar et des signaux C.M.E.; lesquelles peuvent se déplacer en azimuth et en élévation suivant le mot de commande de l'ordinateur. Ce mouvement reproduit une simulation de rencontres entre un certain radar militaire contre différents genres de C.M.E.

Le simulateur (réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur) peut être contrôlé soit manuellement en utilisant des commutateurs unipolaires situés sur la façade de l'instrument, ou par ordinateur qui possède une programmation spécifique.

Ce système comprend 64 antennes microbandes disposées de façon à obtenir 8 colonnes et 8 rangées. Ces antennes sont divisées en trois réseaux; un réseau comprenant 48 antennes (6 x 8) et deux réseaux de 8 antennes (1 x 8). La conception de ce genre d'antenne sera expliquée par des illustrations appropriées, et le fonctionnement électronique avec des photographies et graphiques à l'appui.

Le contenu technique de ce système se divise en deux catégories:

1. Premièrement, la section "R.F." comprenant un isolateur, 9 distributeurs de puissance, 64 commutateurs diode à "PIN" et 64 antennes microbandes.
2. Deuxièmement, la section logique comprenant des circuits de capture des données et commutateurs diode à "PIN" driver - décodeur.

CHAPITRE 2

SECTION R-F

2.1 THEORIE ET CONCEPTION

On veut élaborer trois réseaux d'antennes comprenant 64 éléments, ces éléments sont disposés de façon à obtenir 8 rangées et 8 colonnes et également espacées. Les rangées 1 à 6 représentent un réseau de 48 éléments, les rangées 0 et 7 représentent deux réseaux de 8 éléments. En résumé on peut produire 3 cibles différentes à une fréquence définie et à des caractéristiques définies. Il est même possible de simuler des échos d'obstacles au sol.

Le choix de la fréquence d'opération doit se situer à l'intérieur de la bande d'opération du radar militaire utilisé en laboratoire. Les générateurs de fréquences micro-ondes sont ajustés à des fréquences prédéterminées, ensuite les signaux sont amplifiés par des amplificateurs micro-ondes et voyagent à travers des guides-d'ondes jusqu'à la boîte réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur. Présentement les antennes, utilisées dans ces réseaux, sont conçues pour transmettre entre 8.5 et 9.6 GHz; cependant d'autres antennes peuvent être utilisées puisque le simulateur peut être opéré entre 7 et 12.4 GHz.

La section R.F. de la boîte est représentée par la figure 1. Cependant si la variation de puissance semble excessive, il faut expliquer que chaque branche et chaque antenne a une perte de puissance différente, et ajoutons qu'il peut y avoir un mauvais équilibre d'impédance entre certaines branches qui alimentent le système d'antennes. Cependant si la variation de phase semble aussi excessive, il ne faut pas oublier qu'il est très difficile d'ajuster toutes les antennes à 0° de phase; la poursuite radar est faite à toutes les fréquences qui exigent des longueurs effectives identiques, comprenant la propagation à travers la chambre sourde; cependant il est possible de changer la longueur effective en glissant intérieurement ou extérieurement les antennes. Cet ajustement est très critique puisque seulement en touchant les câbles semi-rigides ou en s'appuyant sur le mur de la chambre sourde on change la longueur effective ou la phase des antennes.

Pour avoir une radiation d'énergie efficace, on se doit d'avoir un bon équilibre d'impédance. Pour rencontrer ce critère de base, il

a fallu concevoir une antenne sous forme microbande avec un transformateur à plusieurs sections; cependant il y a deux raisons principales d'utiliser ce genre de procédé:

- a) Afin d'obtenir une largeur de bande plus grande, et ce procédé est économique pour une production de 64 antennes; chacune de ces antennes est produite avec une similitude peu commune. Il est à remarquer que la production peut se faire sur plus grande échelle pour obtenir des réseaux d'antennes plus complexes.
- b) Le choix d'utiliser deux transformateurs d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$), est approprié pour avoir un très bon mariage d'impédance pour toute la bande de fréquences. (1).

Cette méthode de conception procure une largeur de bande maximale pour un "VSWR" donné, ou une largeur de bande minimale pour un "VSWR" donné.

Premièrement on a décidé d'utiliser deux transformateurs d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$). Voici les formules mathématiques qui ont aidées à concevoir et à déterminer les dimensions physiques de cette antenne; (1).

$$\frac{\lambda_m}{4} = \frac{\lambda_o}{4\sqrt{\epsilon_r}}$$

$\frac{\lambda_m}{4}$ = Longueur physique d'un transformateur avec un autre genre de diélectrique. que l'espace.

$\frac{\lambda_o}{4}$ = Longueur physique d'un transformateur ayant l'espace comme diélectrique.

ϵ_r = Constante diélectrique.

$$\lambda_o = \frac{c}{f}$$

c = Vitesse de la lumière dans l'espace.

f = Fréquence centrale de la bande d'opération.

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^{10}}{8.9 \times 10^9} \frac{30}{8.9} = 3.37 \text{ cm}$$

Sachant que la constante diélectrique (ϵ_r) du fibre de verre est de 5.0 (5).

$$\frac{\lambda_m}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3.37 \text{ cm}}{4\sqrt{5.0}} = 3,76 \text{ mm}$$

Avant de pousser plus à fond nos calculs théoriques, il serait bon de connaître les valeurs d'impédance de chacun des transformateurs. Il s'agit dans le contexte actuel d'une transition d'impédance de la ligne de transmission (50 OHMS) à la résistance de radiation d'un dipôle dans l'espace (73 OHMS). Ces calculs d'impédance seront nécessaires pour faire connaître ultérieurement la largeur physique de chaque transformateur.

Donc, voici les formules mathématiques utilisées pour connaître les valeurs d'impédance de chaque transformateur: En se référant à la Fig. 2 qui est l'équivalent électrique de l'antenne. Alors que la Fig. 3 est un graphique qui nous indique bien la largeur de bande pour un transformateur à deux sections.

Sachant que: $Z_0 = 50 \Omega$ (Impédance d'entrée).

$R = 73 \Omega$ (Résistance de radiation d'une dipôle dans l'espace). (3).

Pour avoir un bon mariage d'impédances, on utilise des transformateurs d'un quart de longueur d'onde; les impédances caractéristiques de chaque transformateur sont données par référence 2:

$$(Z_{02})^2 = Z_{01} \cdot R$$

$$(Z_{01})^2 = Z_0 \cdot Z_{02}$$

ou: Z_{01} = (Impédance caractéristique du premier transformateur).

Z_{02} = (Impédance caractéristique du second transformateur).

$$Z_{02} = \frac{(Z_{01})^2}{Z_0}$$

$$(Z_{02})^2 = \frac{(Z_{01})^4}{(Z_0)^2} = Z_{01} \cdot R$$

$$\therefore (Z_{01})^3 = R \cdot (Z_0)^2$$

$$Z_{01} = \sqrt[3]{R \cdot (Z_0)^2} = \underline{\underline{56.72 \text{ OHMS}}}$$

$$\text{alors que: } Z_{02} = \frac{(Z_{01})^2}{Z_0} = \frac{(56.72)^2}{50} = \underline{\underline{64.35 \text{ OHMS}}}$$

Avec ces valeurs il nous est possible de calculer les largeurs de chaque transformateur.

Sachant que: $Z_{01} = 56.72 \text{ OHMS}$ (Impédance caractéristique du premier transformateur).

$$\epsilon_r = 5.0 \text{ (Constante diélectrique). (5).}$$

$$b = 1.5 \text{ mm (Hauteur ou épaisseur de diélectrique).}$$

$$w_1 = \text{(Largeur du premier transformateur).}$$

De la référence 4, Figure 9.8, pour $Z_{01} = 56.72 \Omega$

$$\text{on obtient que: } \frac{b}{w} = .48$$

$$\text{Alors: } \frac{1.5}{w_1} = .48$$

$$w_1 = \frac{1.5}{.48} = 3.13 \text{ mm}$$

D'après la fig. 27 de la page 22-26, référence 1, on peut conclure que pour une impédance de 56.72 OHMS la largeur du premier transformateur (w_1) est d'environ 3 mm.

En théorie la largeur du premier transformateur est de 3 à 3.13 mm. Tandis qu'en pratique le transformateur fut taillé pour une largeur de 3 mm.

Sachant que: $Z_{02} = 64.35 \text{ OHMS}$ (Impédance caractéristique du second transformateur).

$$\epsilon_r = 5.0 \text{ (Constante diélectrique)}$$

on peut obtenir la largeur du second transformateur (w_2).

De la figure 9.8, référence 4, pour $Z_{02} = 64.35 \Omega$

on obtient que: $\frac{b}{w_2} = .6 = \frac{1.5}{w_2} = .6$

$$\text{donc: } w_2 = \frac{1.5}{.6} = 2.5 \text{ mm}$$

D'après la fig. 27 de la page 22-26, référence 1, on peut constater que pour une impédance de 64.35 OHMS la largeur du second transformateur (w_2) est d'environ 2.0 mm.

En pratique, la largeur du second transformateur fut taillée pour une valeur de 1.0 mm qui fut déterminée expérimentalement pour obtenir un mariage d'impédance maximal.

Cette différence est probablement due à ce que:

La largeur du matériel conducteur utilisé n'est pas négligeable (4).

La perte résistive devient de plus en plus importante.

Pour une plus petite dimension du microbande, la constante diélectrique effective est incertaine, parce qu'il y a une perte de radiation appréciable.

Voici les calculs théoriques faits au préalable pour déterminer la longueur des dipôles:

$$\text{Longueur d'une branche du dipôle dans l'espace} = \frac{\lambda_0}{4}$$

$$\text{Sachant que } \lambda_0 = 33.7 \text{ mm}$$

$$\text{Longueur du dipôle} = \frac{33.7}{4} = 8.43 \text{ mm}$$

Après avoir fait les modifications durant les essais, on a déterminé que chaque dipôle avait une longueur d'environ 7.0 mm pour avoir le meilleur mariage d'impédance. La différence est probablement due au décalage entre les branches du dipôle et à l'influence du diélectrique adjacent.

2.2 PRODUIT FINAL

Les Fig. 4 et 5 représentent la formation physique des deux côtés de l'antenne dipôle. Cette structure consiste en une succession de paliers brusques; avec un nombre spécifique de paliers ou sections.

Si on se réfère à nouveau à la Fig. 4 on s'aperçoit que la longueur physique des transformateurs d'un quart de longueur d'onde est de 4 et 3,5 mm. Ces valeurs ont été atteintes par des ajustements adéquats jusqu'à ce qu'on obtienne un rendement maximal de l'antenne. En théorie les transformateurs devraient avoir une longueur de 3.76 mm, mais après plusieurs essais en laboratoire on est arrivé à des valeurs similaires. Il en découle un meilleur mariage d'impédance sur une largeur de bande plus large.

Il fallait déterminer la largeur du dipôle: la largeur du dipôle, tel que démontré dans la Fig. 4, est de 1.0 mm. On est arrivé à cette valeur par expérimentation, en taillant le dipôle pour obtenir la meilleure uniformité d'impédance pour toute la bande de fréquences, tout en sachant qu'un dipôle plus large couvre une bande de fréquence plus large.

Finalement, la distance entre le "GROUND PLANE" et la dipôle est d'un quart de longueur d'onde ($\lambda/4$) qui est environ 7.0 mm, c'est pour obtenir un gain maximal de l'antenne. Le "GROUND PLANE" s'est avéré comme étant un très bon réflecteur, ce qui fait que l'antenne n'est pas omnidirectionnelle et cela va empêcher toute réflexion venant du mur de la chambre sourde.

2.3 RESULTATS

En se référant au tableau 1, on peut constater la similitude qui existe entre 16 antennes choisies arbitrairement. En général, les variations du réglage de phase et d'amplitude du coefficient de réflexion (environ $.37 \pm .04$ dB) sont similaires pour toutes les antennes. Ainsi on peut conclure que la pire mesure d'atténuation, pour une largeur de bande de 8.0 à 12.4 GHz, est de 8.0 dB; le coefficient de réflexion de .4 dB; la perte durant la transmission est de .75 dB; et finalement la variation de la puissance transmise est plus petite que .25 dB à n'importe quelle fréquence pour ce qui est des 16 antennes vérifiées. La pire atténuation, pour une bande de fréquence de 8.3 à 9.3 GHz, est de 14 dB; donc un coefficient de réflexion de .2 dB; une perte de transmission de .16 dB; et une variation de la puissance transmise plus petite que .2 dB à n'importe quelle fréquence pour 16 antennes différentes. Remarquons que la Fig. 6 comprend des photos pour quatre antennes différentes et indique bien la similitude mentionnée auparavant en ce qui a trait au changement de phase.

Un bon réglage de phase est très important à l'intérieur d'un réseau d'antennes. Les Fig. 7 et 8 montrent le réglage de phase de trois antennes différentes à des largeurs de bande bien déterminées; et démontrent aussi que la variation de phase n'est pas supérieure à 5° . Et il est aussi à remarquer que, lorsqu'on interchangeait les antennes, l'étalonnage de l'équipement n'était pas nécessaire.

La Fig. 9 montre l'atténuation de trois antennes différentes pour une largeur de bande de 8.0 à 12.4 GHz. Il est à remarquer que

ces antennes ont été conçues pour une plus grande largeur de bande et pour donner de très bons résultats. Le "VSWR" maximal est de 1.7:1 pour une bande de fréquence de 8.0 à 9.5 GHz.

La Fig. 10 montre le gain de trois antennes différentes pour une largeur de bande de 8.0 à 12.4 GHz. On peut s'apercevoir de deux choses:

- a) Nous obtenons un gain appréciable avec ce genre d'antenne qui a été spécialement conçue pour des fréquences micro-ondes.
- b) La variation de gain entre ces trois antennes n'excède pas .3 dB.

Le gain de l'antenne à sa fréquence centrale est de 2.0 dB. Ce résultat concorde avec la valeur théorique de 2.6 dB (3).

La Fig. 11 montre à nouveau le gain d'une antenne avec un lobe principal, cependant on y a ajouté la courbe de l'antenne Yagi. C'est-à-dire que l'antenne de transmission transmet avec un angle de 90° comparée à l'antenne de réception. La Fig. 11 indique qu'il y a une différence plus grande que 10 dB entre le lobe principal et le lobe qui est à 90° de décalage, pour une largeur de bande de 8.5 à 9.5 GHz.

La Fig. 12 est une courbe polaire de gain. Pour obtenir cette courbe on a procédé ainsi: La fréquence de transmission est de 8.9 GHz; l'antenne de transmission fait une rotation de 360° et on a pris des mesures de gain de l'antenne tous les 15° de variation.

La Fig. 13 est une réplique de la Fig. 12 mais tracée sur un graphique polaire. Tout comme la figure 12, l'antenne de réception est à 0° et l'antenne de transmission fait un tour complet de 360° . Avec cette courbe, on est en mesure d'apprécier l'antenne à polarisation horizontale qui agit comme réflecteur; puisque l'antenne de réception ne capte presque pas d'énergie lorsque l'antenne de transmission transmet à l'opposé (soit 180° par rapport à l'antenne de réception).

CHAPITRE 3

SECTION LOGIQUE

3.1 THEORIE ET CONCEPTION

Les réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur sont reliés à un circuit d'interface DR11-C qui est lui-même branché à un mini-ordinateur PDP-11.

Seulement le registre circuit intermédiaire de sortie (167742) de l'interface DR11-C est utilisé; ce circuit produit un mot de 16 bits contenant des données qui sont transmises au simulateur (RESEAUX D'ANTENNES CONTROLES PAR ORDINATEUR). Le signal "NEW DATA READY" est une impulsion positive qui charge le registre circuit intermédiaire de sortie durant le front (d'onde) de l'impulsion, alors que la queue (d'onde) de l'impulsion positive sert à envoyer les données au simulateur.

Le mot de donnée provenant du mini-ordinateur PDP-11 se divise en deux multiplets de 8 bits; le premier multiplet comprenant les bits 0 à 7 est utilisé pour adresser les rangées d'antennes, cependant le second multiplet comprenant les bits 8 à 15 est utilisé pour adresser les colonnes d'antennes.

En résumé, le mot provenant de l'ordinateur sélectionne les antennes qui seront mises en circuit puisque celui-ci spécifie le choix des colonnes et des rangées.

La section logique de l'instrument comprend deux circuits imprimés différents. Le premier a pour nom capture des données et est représenté à la figure 14.

Un mot de 16 bits va passer de l'ordinateur PDP-11 à travers l'interface DR-11C pour alimenter les réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur. Nous utilisons deux circuits captures des données de 8 bits (SN 74100): Ces circuits sont construits idéalement pour emmagasiner temporairement des informations binaires entre l'ordinateur et les réseaux d'antennes.

L'information présente à un data d'entrée D est transférée à la sortie Q, quand le déclencheur G est au niveau 1; et ainsi la sortie

Q imitera les données d'entrée aussi longtemps que G sera au niveau 1. Quand G devient au niveau 0, la dernière information (qui était appliquée à l'entrée durant la période lorsque G était au niveau 1) est retenue à la sortie Q jusqu'à ce que G devient 1.

Ces circuits sont complètement compatibles avec toutes familles populaires de "T.T.L." Toutes les entrées sont accompagnées de diodes de bouclage pour diminuer les effets de ligne de transmission et simplifier la conception du système.

Les commutateurs diode à "PIN" sont compatibles avec la technologie "T.T.L.", donc il est nécessaire d'avoir des circuits de logique (dans la conception actuelle, les circuits sont composés de portes <<ET>> à quatre entrées doubles et de portes <<ET>> inversées à quatre entrées doubles) pour activer les commutateurs diode à "PIN".

Les commutateurs diode à "PIN" peuvent être actionnés par ordinateur ou manuellement. Si on se réfère à la figure 15, il est à remarquer que le commutateur S₆ détermine quelle méthode l'opérateur a choisis pour activer les commutateurs diode à "PIN" et les diodes à lueurs.

Admettant que le commutateur S₆ est en position "COMPUTER" l'instrument est opéré par ordinateur, un⁶ mot de 16 bits est envoyé aux circuits captures des données qui emmagasinent l'information pour activer des antennes déterminées par une programmation appropriée.

Ensuite l'information s'achemine à la section circuit intermédiaire décodeur et driver. La section circuit intermédiaire fait partie d'une chaîne discriminatrice; c'est-à-dire que la sortie d'un circuit imprimé est appliquée à l'entrée du circuit imprimé suivant et ainsi de suite. Le circuit intermédiaire est utilisé pour isoler la sortie de l'entrée. Cette section comprend quatre circuits intégrés, en occurrence des portes <<ET>> activées par une tension positive (SN 7408N) avec quatre entrées doubles. Deux circuits intégrés reçoivent et transmettent les informations des rangées et les deux autres reçoivent et transmettent des informations des colonnes; cependant chaque entrée des circuits intégrés est court-circuitée.

Dans notre cas, on a un système comprenant 64 antennes, alors on doit employer quatre circuits imprimés; chacun de ces circuits imprimés va être utilisé pour deux rangées et huit colonnes d'antennes. En se référant à la figure 15, on s'aperçoit qu'il s'agit des rangées 0 et 1 et des colonnes 0 à 8.

La section décodeur comprend aussi quatre portes <<ET>> activées par une tension positive (SN 7408N) avec quatre entrées doubles, et cette section décide quelle rangée et quelle colonne on a choisi d'utiliser; c'est-à-dire qu'elle reçoit une information du circuit intermédiaire et transmet au driver des données bien spécifiques de sorte que les sorties des portes soient au niveau 1 ou 0 dépendant de l'information reçue. Donc si une des sorties est au niveau 1, le driver transmettra ce signal et conséquemment le commutateur diode à "PIN" correspondant est actionné et la diode à lueurs correspondante est polarisée positivement.

Si la section driver, comprenant 16 portes <<ET>> inversées (SN 7400N) avec quatre entrées doubles, reçoit à l'entrée numéro 4 un niveau 1 alors: étant donné que S_1 est en position ordinateur, l'entrée à la porte numéro 5 est au niveau 1, donc à la porte 6 (qui est la sortie des portes 4 et 5) on a un niveau 0. Les commutateurs S_1 à S_{16} seront en position ouverte parce qu'on opère par ordinateur, ainsi la porte 3 sera toujours au niveau 1. Alors, ayant à l'entrée 13 un niveau 1 et à l'entrée 12 un niveau 0; donc la sortie 11 sera à un niveau 1 et le commutateur diode à "PIN" sera actionné; de ce fait à la sortie 8 de la dernière porte on aura un niveau 0, donc la diode à lueurs sera polarisée positivement.

Cependant, dans le cas d'opération manuelle, on se sert uniquement de la section driver qui comprend des portes <<ET>> inversées à quatre entrées doubles. En se référant à la figure 15, on s'aperçoit que si les commutateurs S_1 à S_{16} sont en position fermée, à la porte 1 on aura un niveau 0 et à la porte 2 un niveau 1; alors la sortie 3 sera à un niveau 1, donc à la sortie 11 on aura un niveau 0, de ce fait le commutateur diode à "PIN" ne sera pas actionné.

Cependant aux entrées 9 et 10 de la dernière porte on aura un niveau 0, donc la sortie 8 sera au niveau 1 et la diode à lueurs ne sera pas polarisée positivement. Si S_1 est en position ouverte, alors tous les niveaux logiques aux sorties 3, 11 et 8 seront changés et le commutateur diode à "PIN" correspondant sera actionné et la diode à lueurs sera polarisée positivement.

3.2 PRODUIT FINAL

La figure 16 montre le produit final des circuits captures des données montés sur circuit imprimé.

La figure 17 démontre le circuit imprimé comprenant le circuit commutateur diode à "PIN" driver-décodeur. Comme mentionné au préalable ce circuit imprimé comprend des circuits intégrés en occurrence des portes <<ET>> et des portes <<ET>> inversées à quatre entrées doubles.

Il est à noter que ces circuits imprimés ont été entièrement manufacturés au C.R.D.O.

CHAPITRE 4

RENDEMENT GLOBAL DU SYSTEMS

4.1 PRODUIT FINAL

La figure 18 montre la boîte réseaux d'antennes contrôlés par ordinateur qui est installée à l'extérieur de la chambre sourde. On peut remarquer l'utilisation de câbles semi-rigides qui ont tous la même longueur pour prévenir tout problème de phase. Il est aussi à remarquer que:

- 1) La cinquième rangée (en partant du bas) comprend 16 éléments ou deux réseaux d'antennes différents de 8 antennes; ainsi on peut obtenir deux cibles différentes.
- 2) Ce réseau de 64 antennes n'est pas situé exactement au centre de la chambre. D'abord il fallait absolument avoir un élément au centre du mur de la chambre, alors il fallu déplacer les réseaux d'antennes de 8 pouces vers la droite et vers le bas.

La figure 19 montre les réseaux d'antennes à l'intérieur de la chambre sourde. Il est difficile de voir la forme de soucoupe par un étalonnage adéquat, mais il est possible de voir que les antennes sont également espacées.

4.2 RESULTATS

La perte par insertion qui existe entre l'entrée "R.F. IN" et la sortie "R.F. OUT" est différente pour chaque réseau d'antennes. En se référant aux tableaux 2, 3, 4, 5, 6 et 7: Il est à remarquer que la perte par insertion pour le réseau d'antennes principal comprenant 48 éléments (6 rangées et 8 colonnes) est de 24.0 ± 1.6 dB. Alors que la perte par insertion du réseau d'antennes qui est la rangée du bas (1 rangée et 8 colonnes) est de 14.4 ± 1.4 dB. La rangée 7 qui est située au centre de la chambre sourde est un réseau d'antennes autonome, et la perte par insertion est de $13.2 \pm .5$ dB.

Les mesures de perte par insertion a été fait à trois fréquences différentes qui sont de l'ordre de 8.6, 9.0 et 9.4 GHz.

Il est important de connaître exactement la perte par insertion de chaque réseau d'antennes et même de chaque élément.

Les tableaux 8, 9, 10, 11, 12 et 13 montrent les données de l'étalonnage de puissance et de phase des réseaux d'antennes. Les résultats démontrent très bien que les réseaux d'antennes sont ajustés en forme de soucoupe et toutes les antennes sont à égale distance de l'antenne de réception (antenne du radar militaire utilisé en laboratoire). Les mesures prises pour 64 antennes différentes, ce qui représente 8 rangées et 8 colonnes, sont comparables; c'est-à-dire que la variation de phase n'excède pas $0 \pm 9^\circ$ et que la variation de puissance n'excède pas ± 1.6 dB. Les résultats montrent bien qu'à différentes fréquences la phase ne change pas beaucoup et la variation de puissance n'est pas trop accentuée.

L'unique différence entre les tableaux 8, 9, 10, 11, 12 et 13 est que les fréquences d'opération sont différentes, seulement pour prouver que l'ajustement des antennes à 9.0 GHz est bon aussi pour des fréquences de 8.6 et 9.4 GHz. Les valeurs inscrites dans ces tableaux indiquent bien le bon fonctionnement des réseaux d'antennes et des antennes dipôles utilisées.

REFERENCES

1. Reference Data for Radio Engineers (5th Edition), Howard E. Sams and Co., Inc., ITT. Page 22-17, Page 22-25, Fig. 27 page 22-26.
2. Handbook of Coaxial Microwave Measurements by General Radio, page 41.
3. Electromagnetic Waves and Radiating Systems, E.C. Jordan, E.K.G. Balmain (2nd edition) Prentice Hall, Inc. 1968, page 332 and 377.
4. Microwave Engineering, A.F. Harvey, Academic Press, 1963, page 413, Fig. 9.8 Fig. 9.7(a).
5. The MICA Corporation (Manufacturers of MICO PLY) Technical DATA Sheets. (Using EG-818-T Grand FR-4, MIL-P 13949 Type GF).

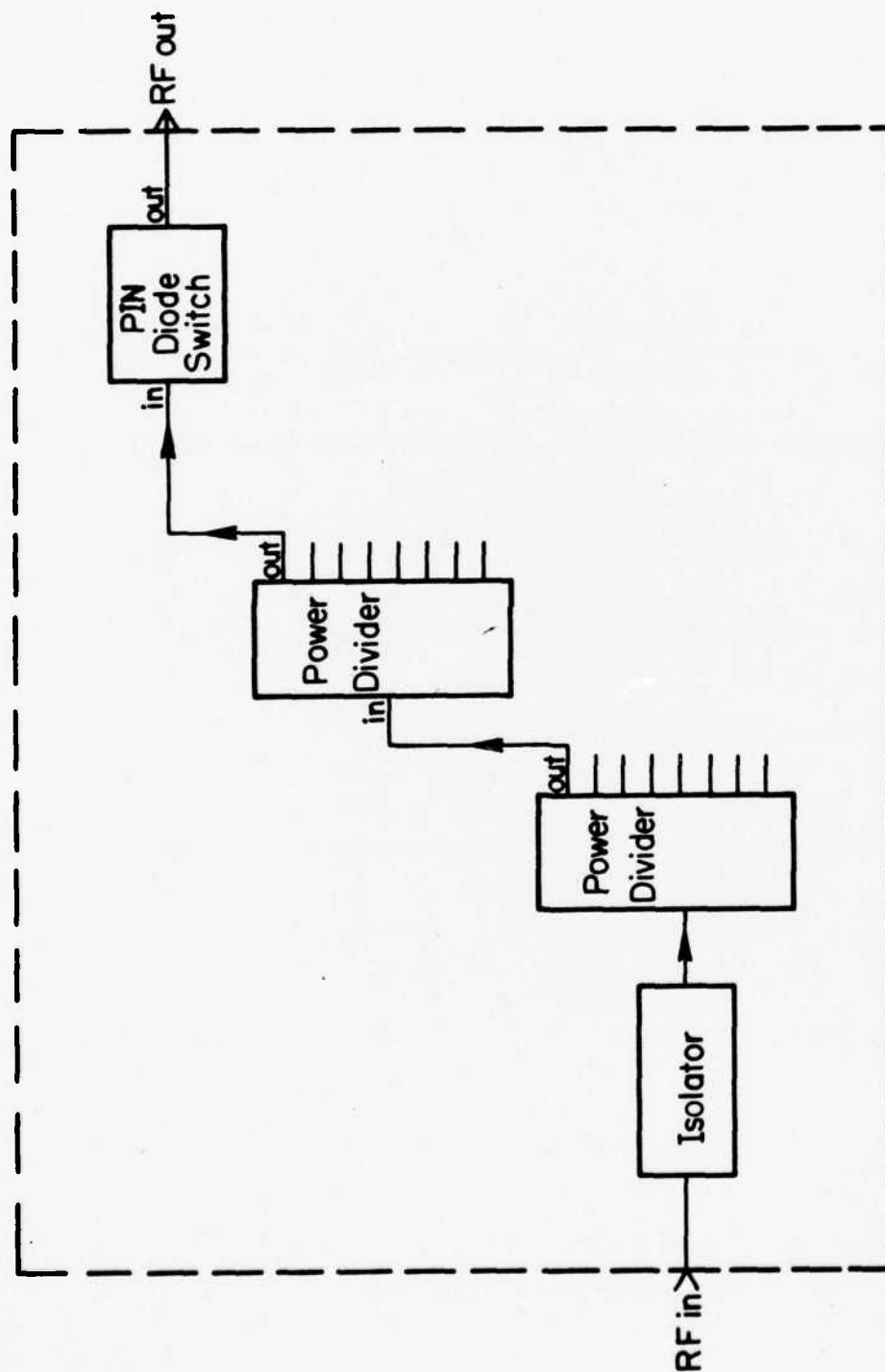


Figure 1. Réseau d'antennes contrôlés par ordinateur.

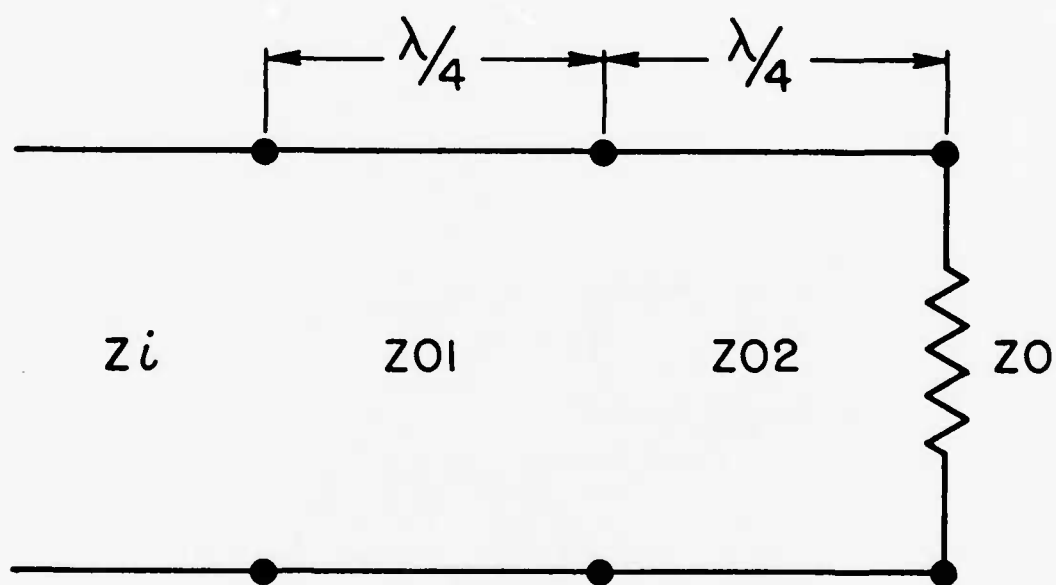


Figure 2. *Equivalent électrique de l'antenne.*

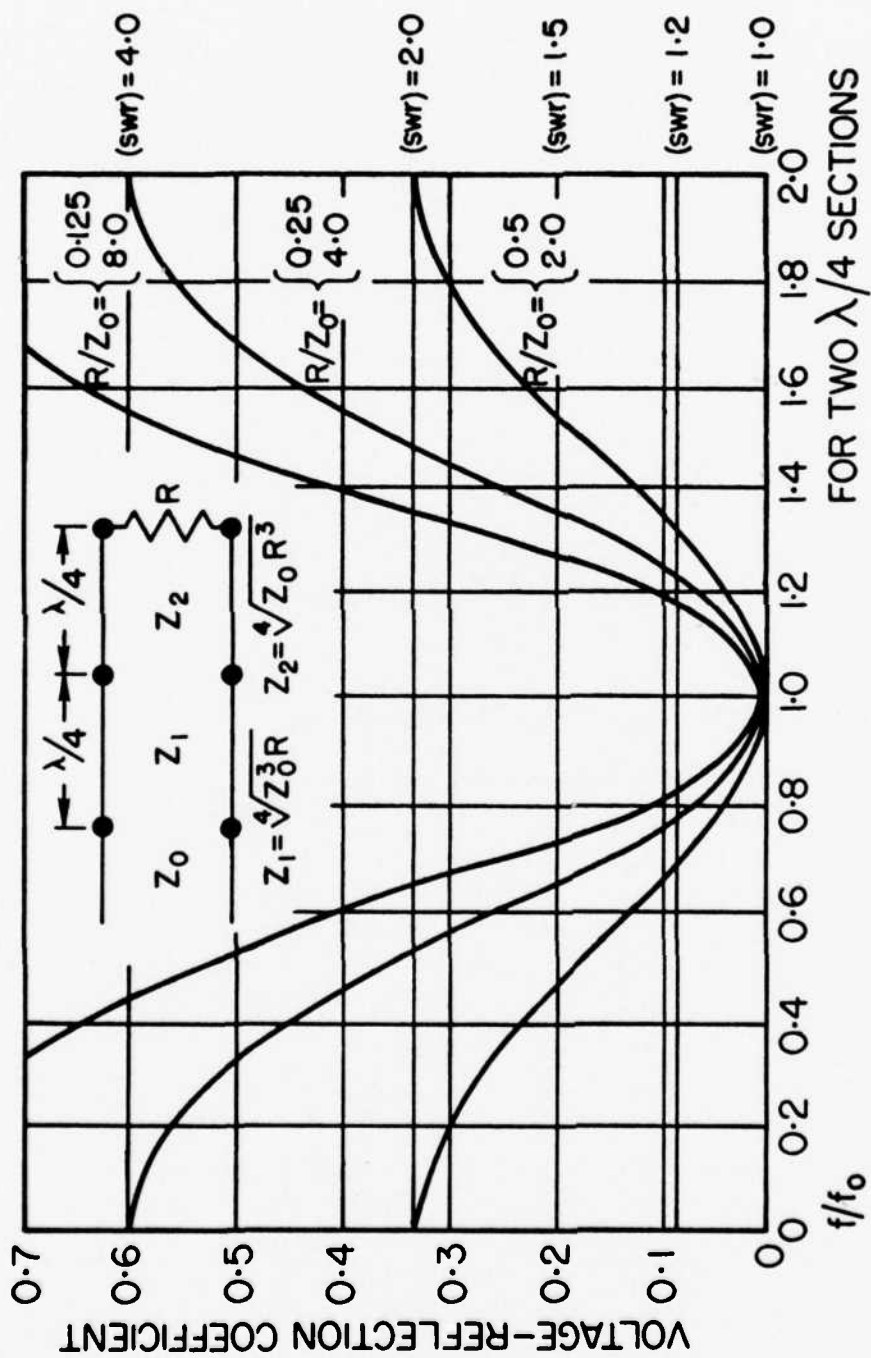


Figure 3. Coefficient de réflexion.

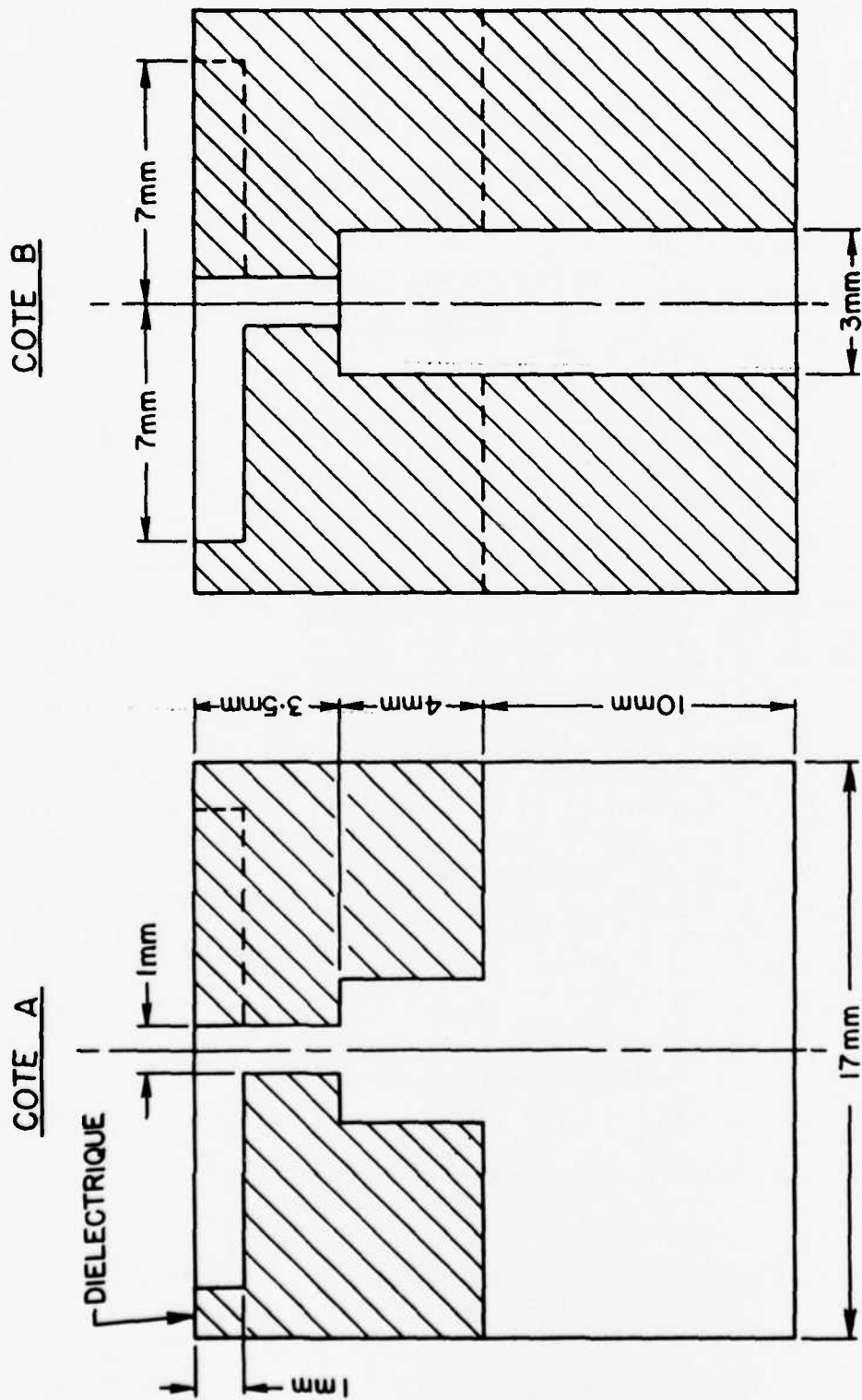


Figure 4. Dimensions physique de l'antenne.

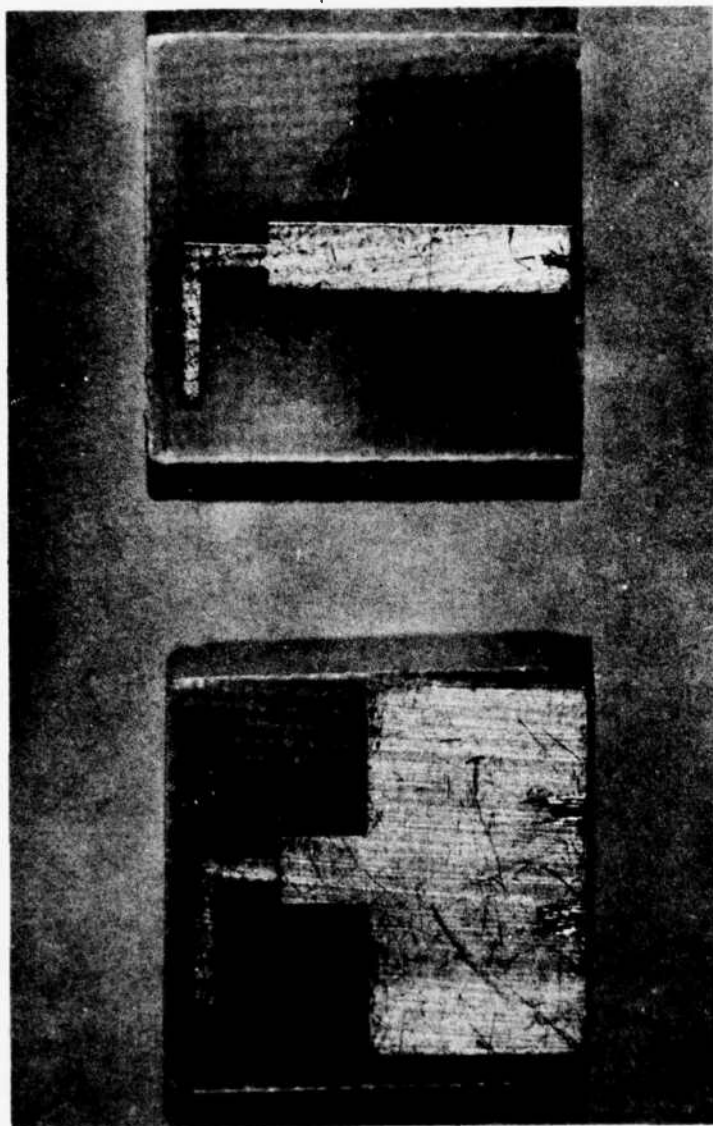


Figure 5. Photographie de l'antenne dipôle.

on peut obtenir la largeur du second transformateur (w_2).

De la figure 9.8, référence 4, pour $Z_{02} = 64.35 \Omega$

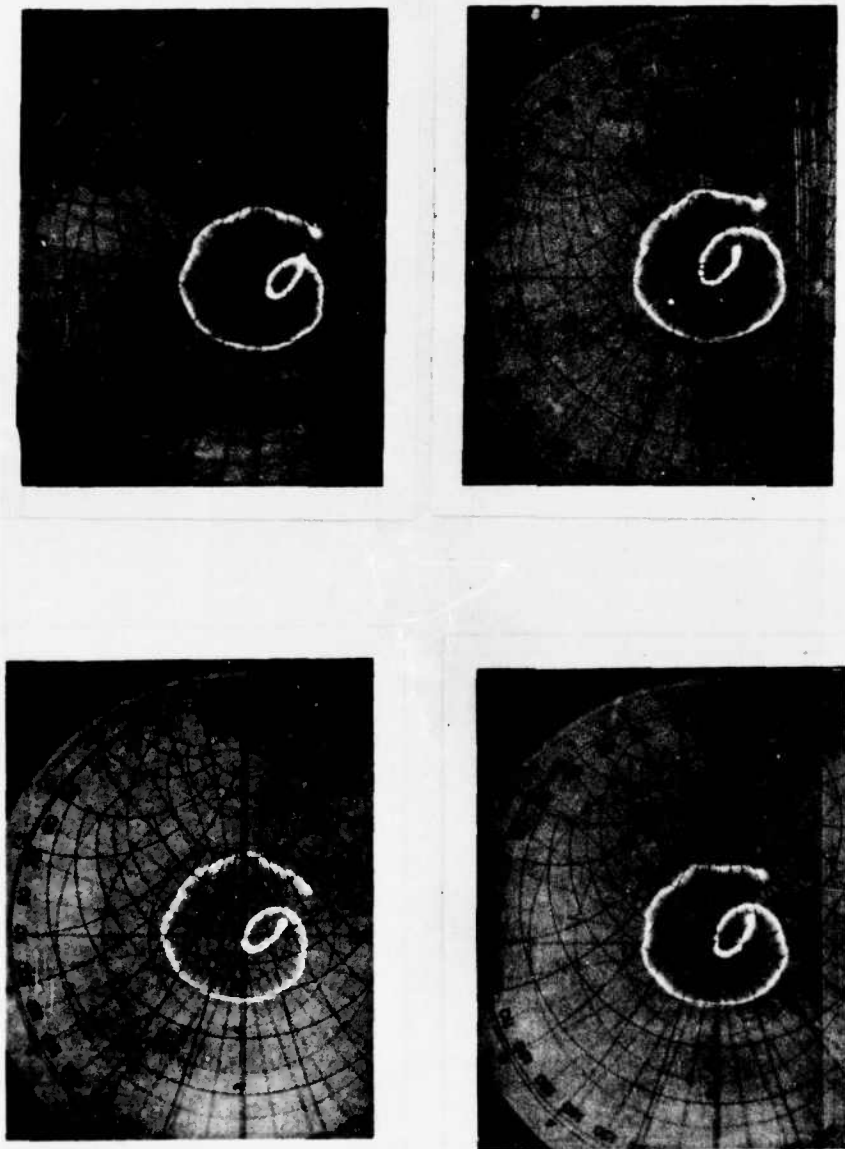


Figure 6. Coefficient de réflexion de 4 antennes différentes présenté sur "Smith Chart".

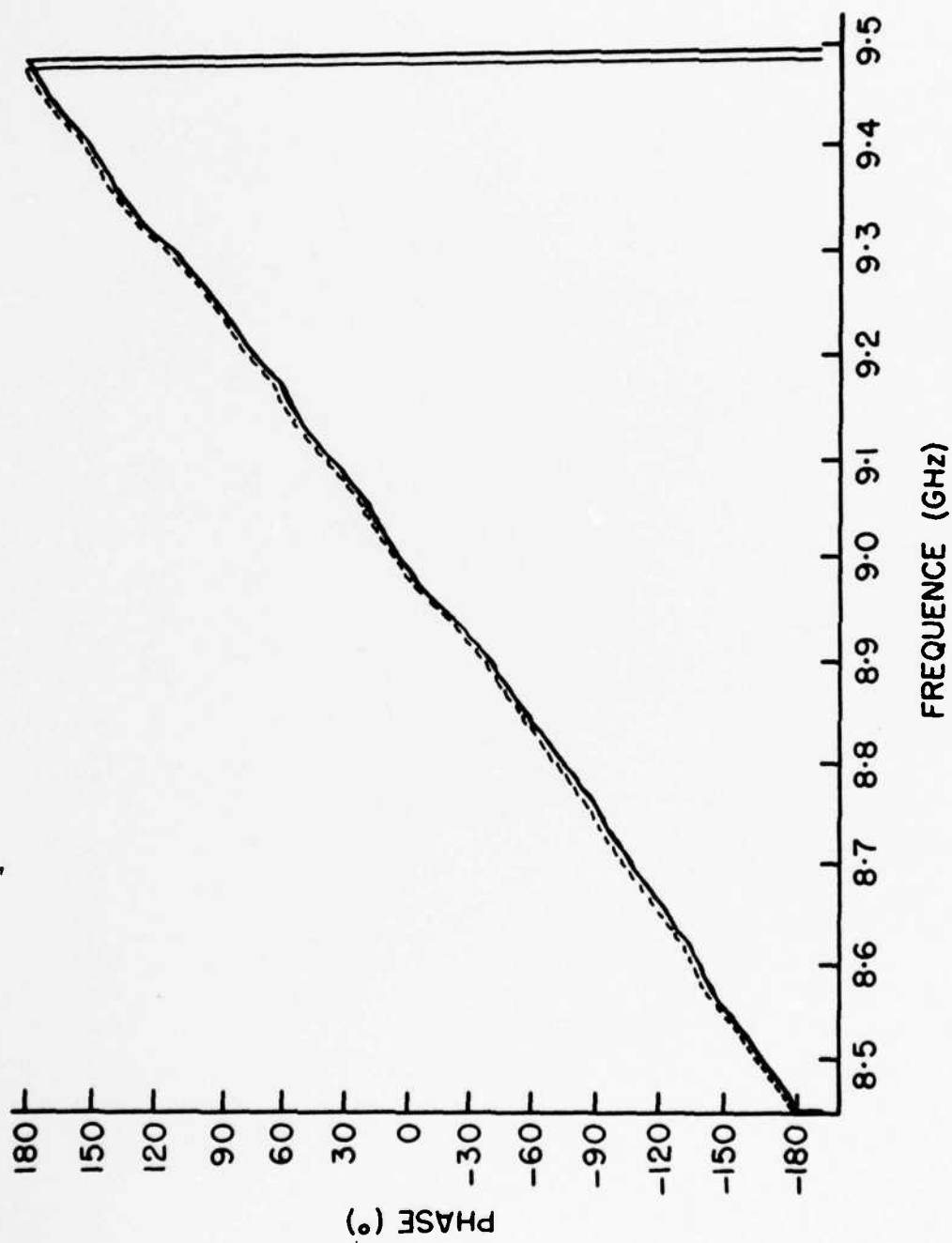


Figure 7. Réglage de phase de trois antennes typiques.

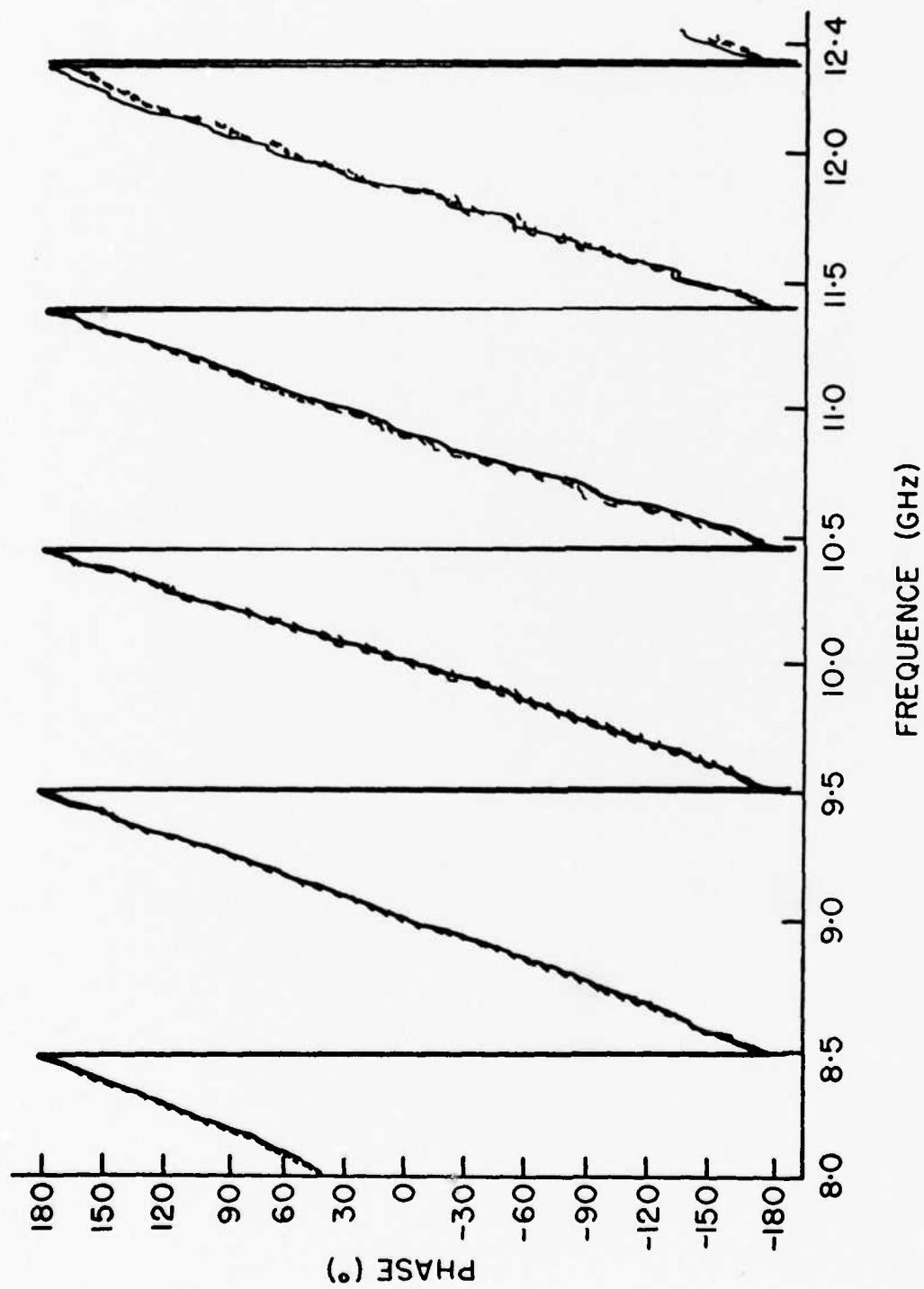


Figure 8. Réglage de phase de trois antennes typiques.

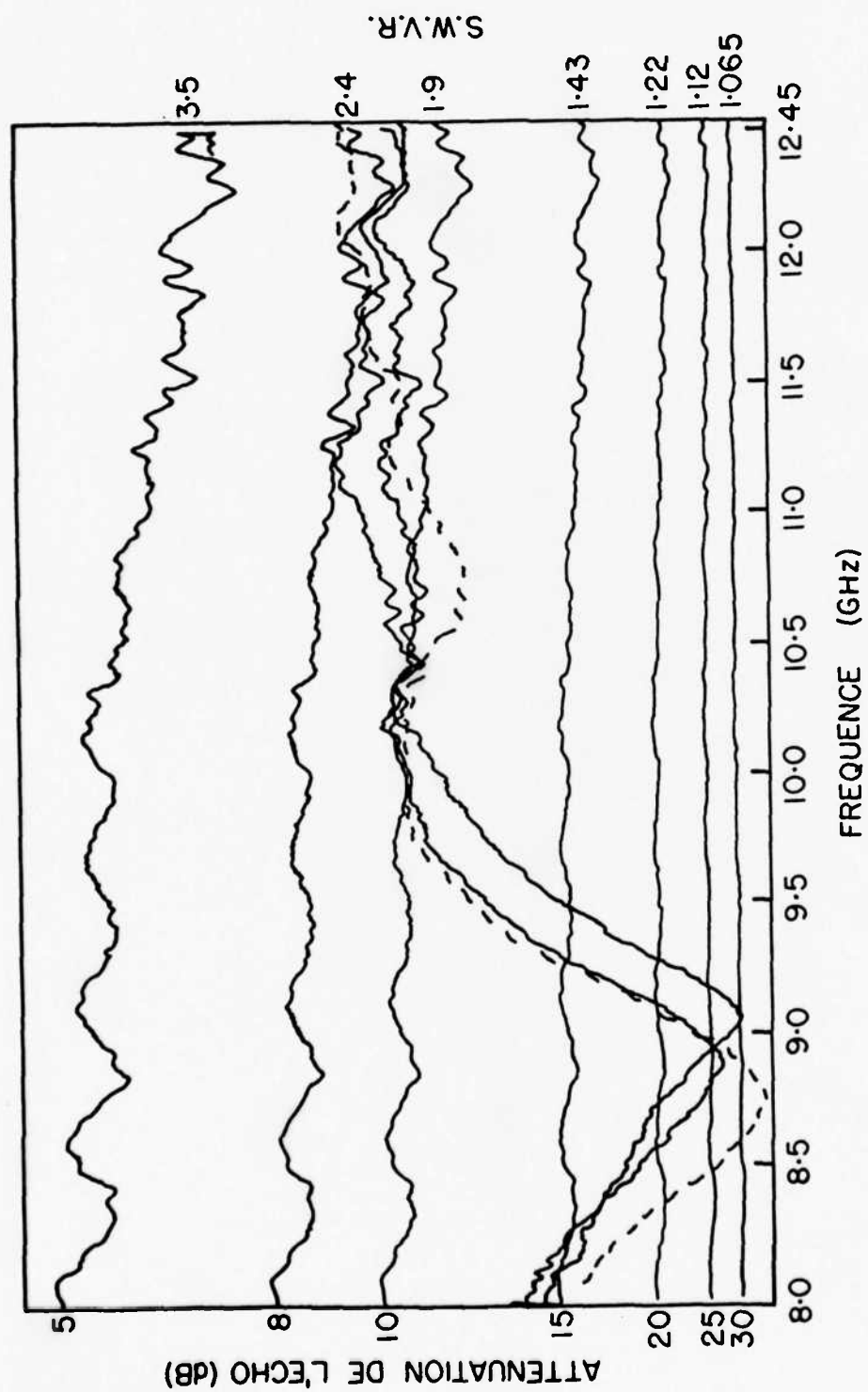


Figure 9. L'atténuation de trois antennes typiques.

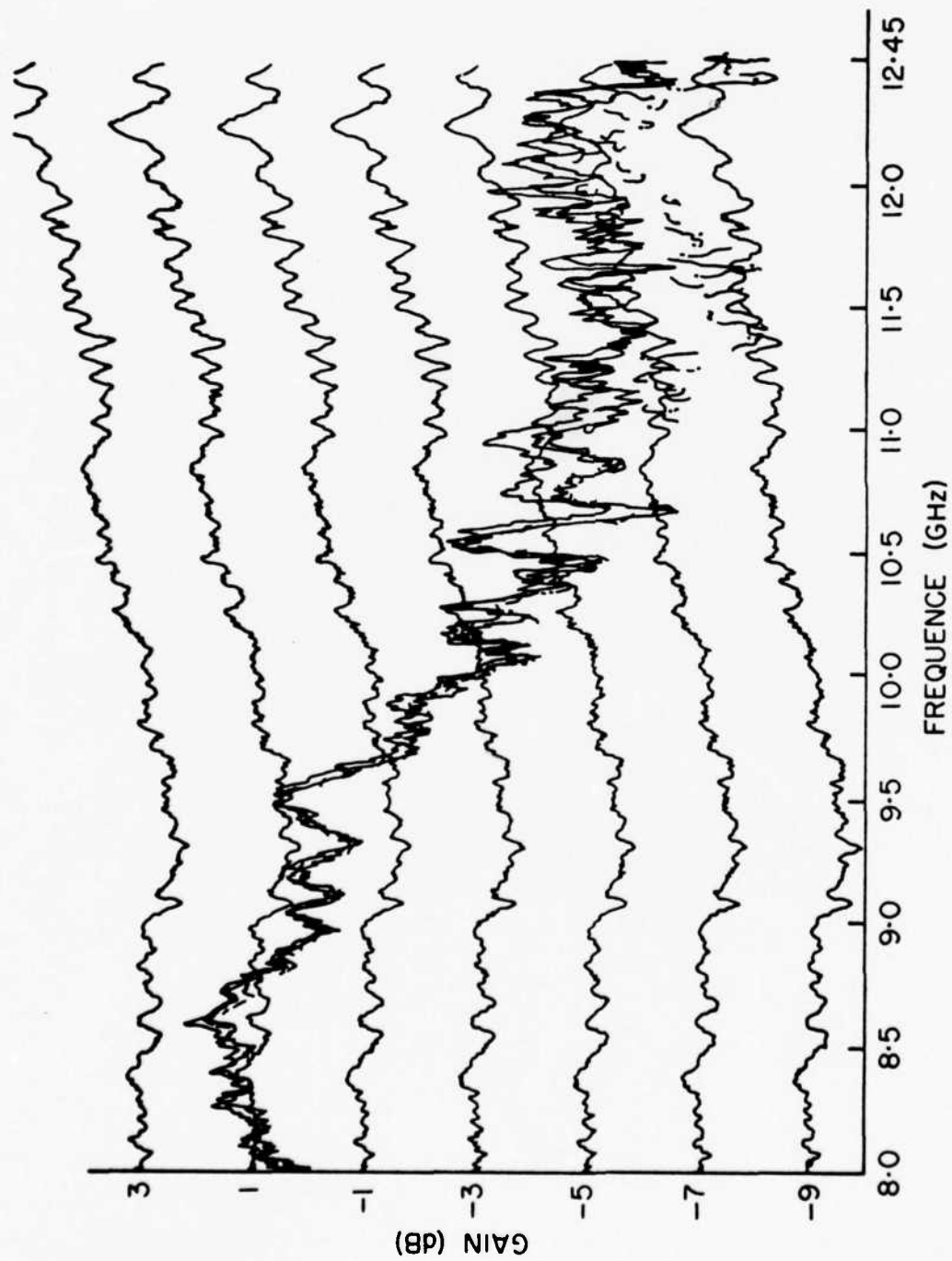


Figure 10. Gain de trois antennes typiques.

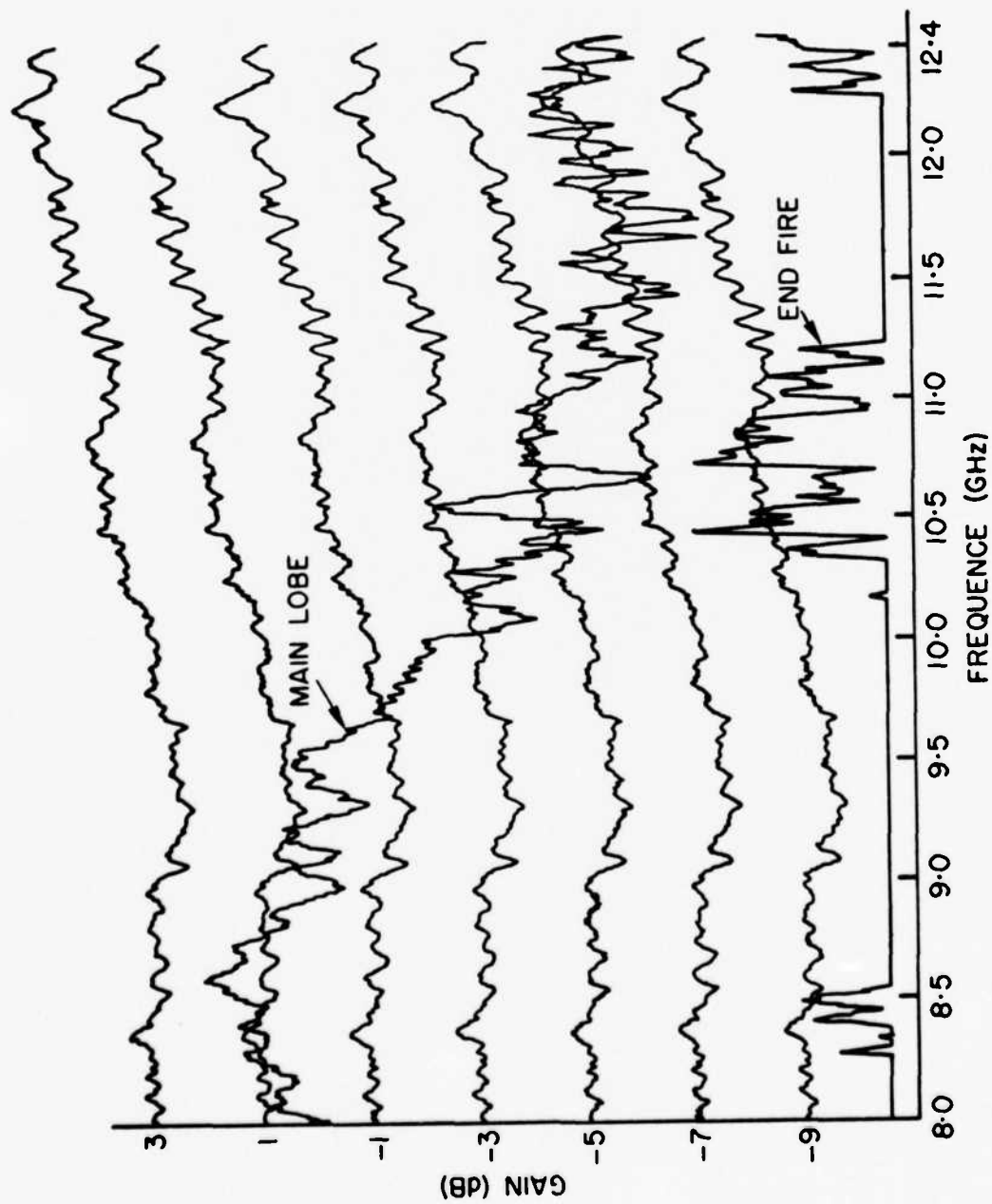


Figure 11. Gain d'une antenne.

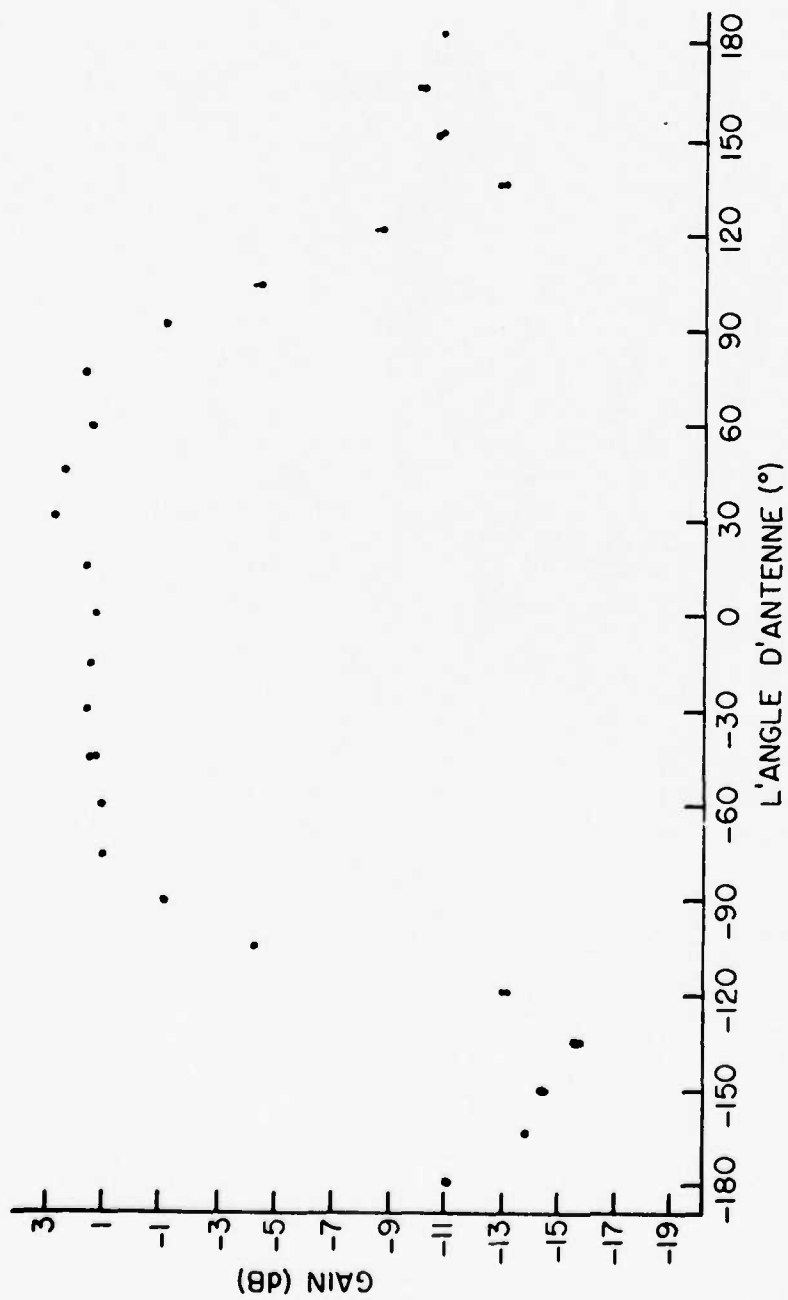


Figure 12. Courbe polaire de gain.

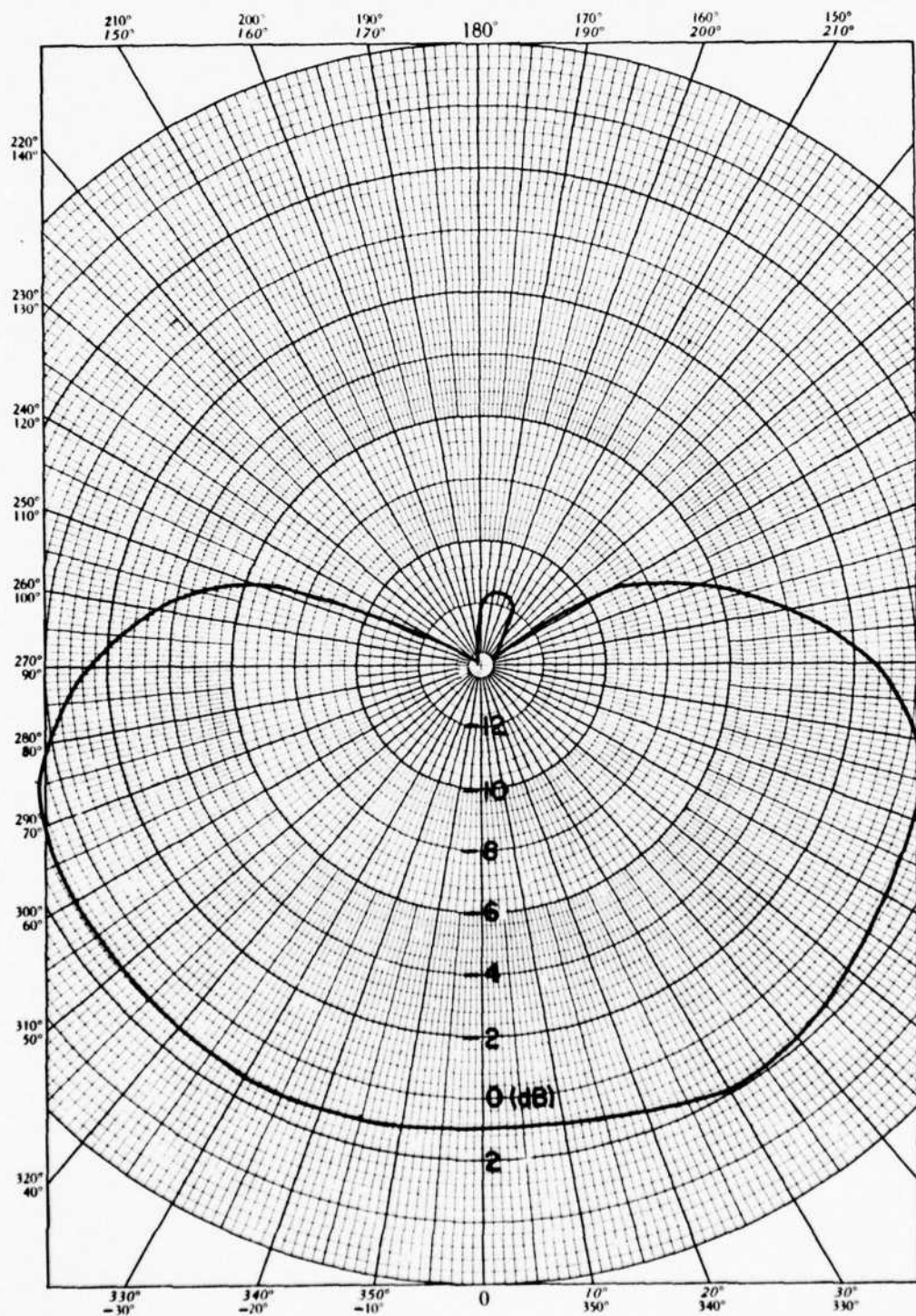


Figure 13. Courbe polaire de gain.

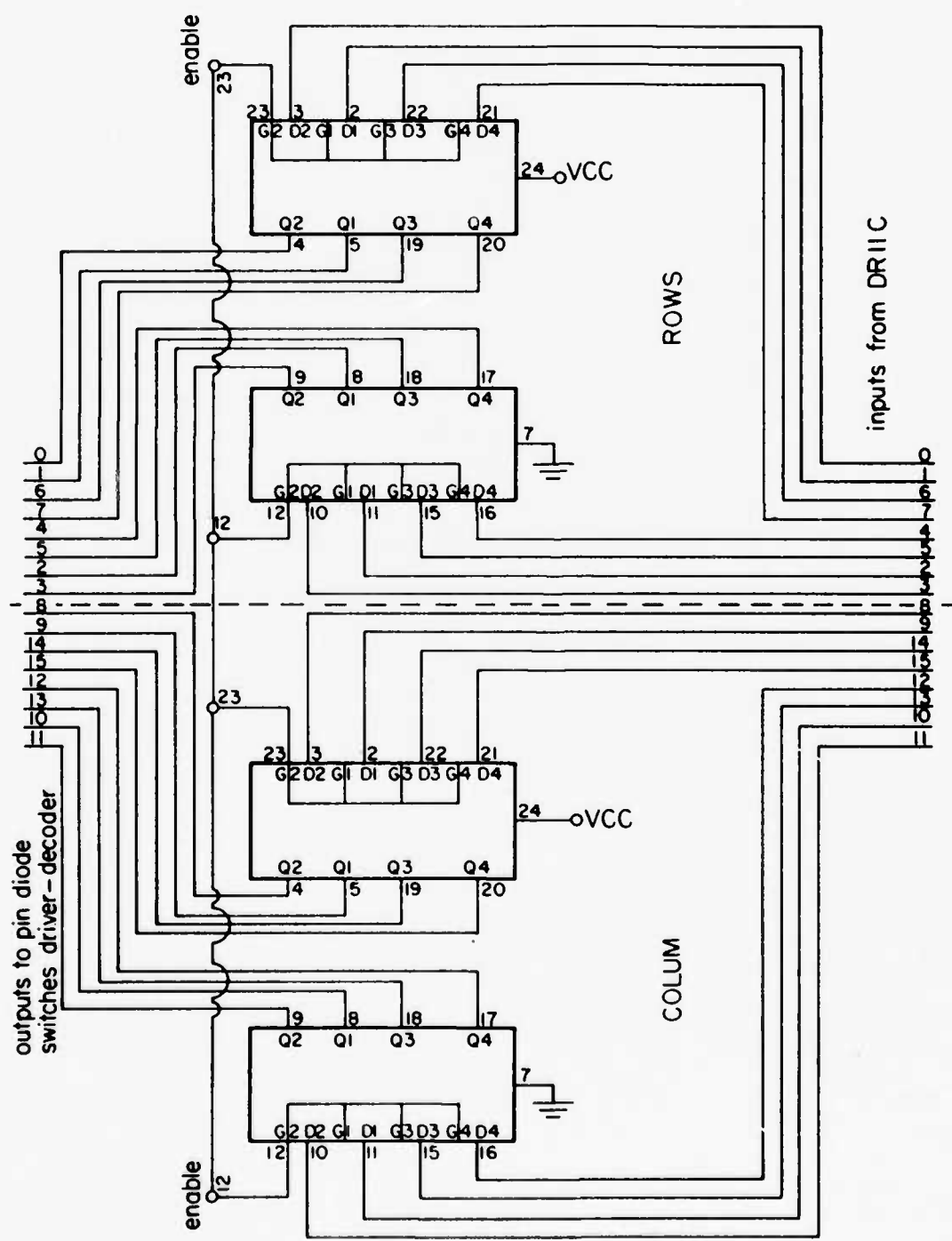


Figure 14. Circuits captures des données.

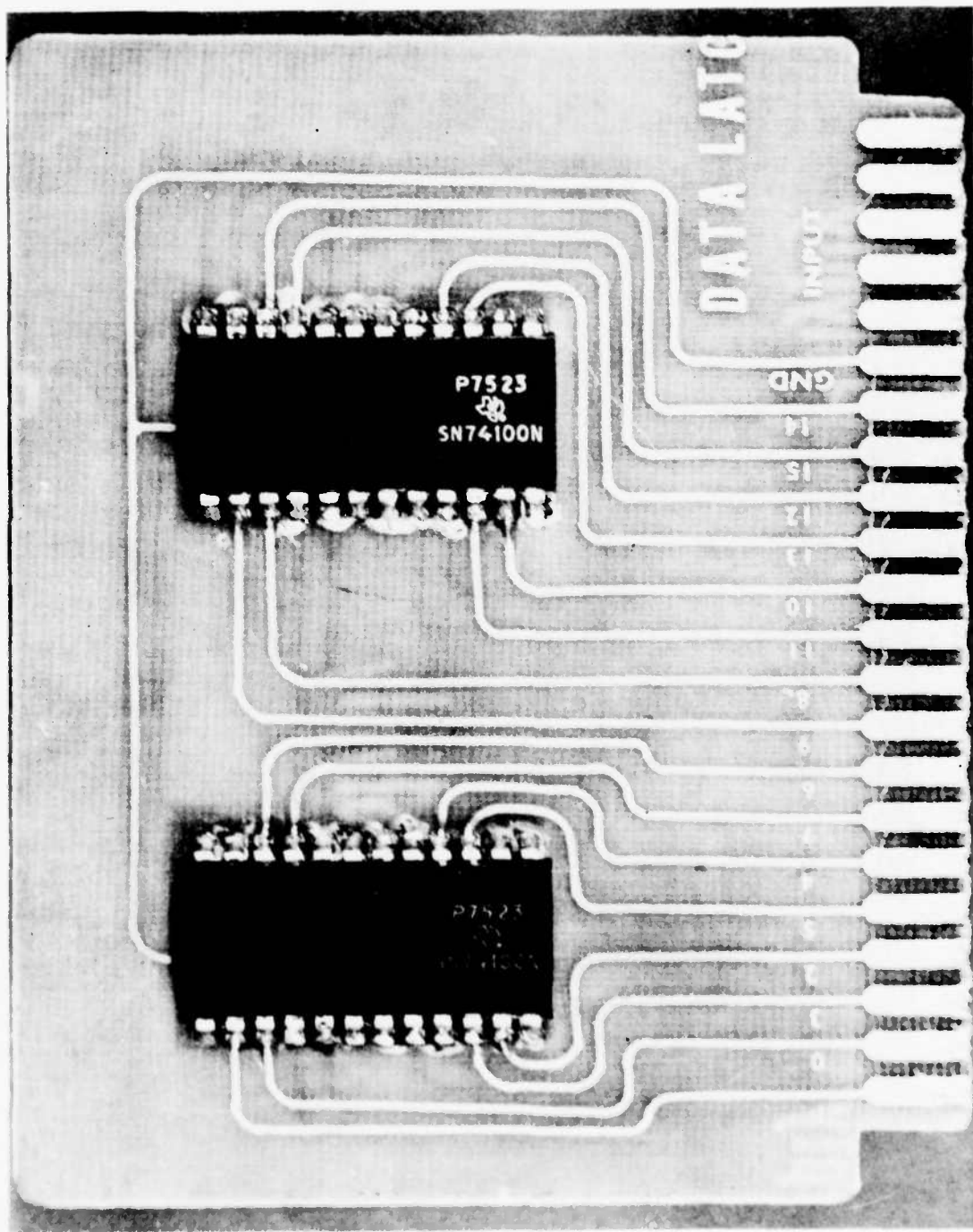


Figure 16. Circuit capture des données.

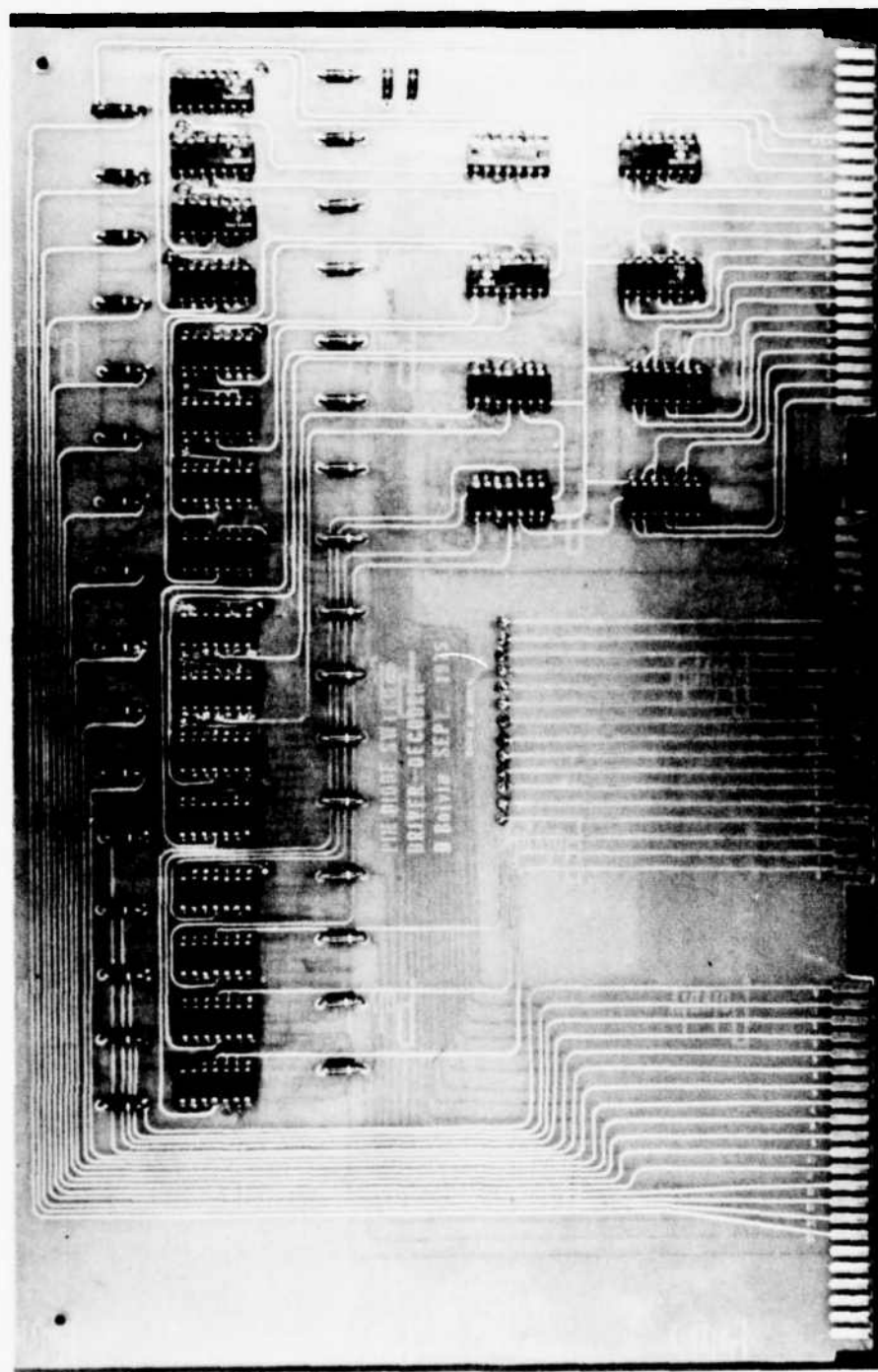


Figure 17. Circuit commutateur diode a "PIN" driver-décodeur.

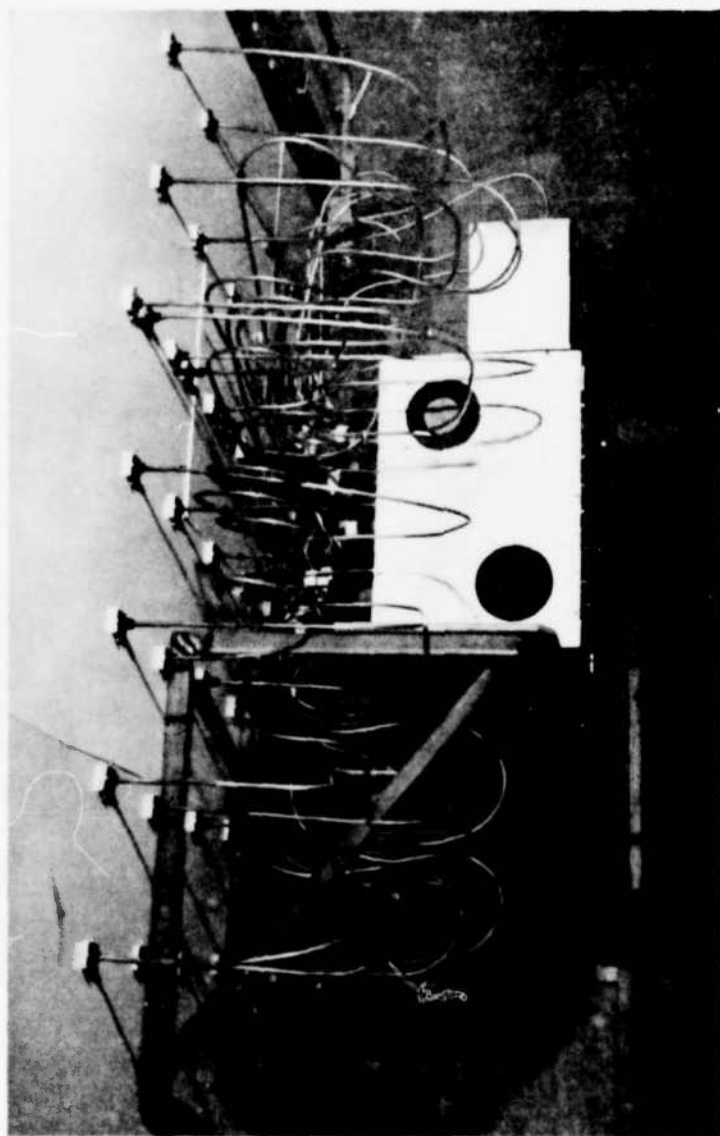


Figure 18. Réseau d'antennes contrôlés par ordinateur.

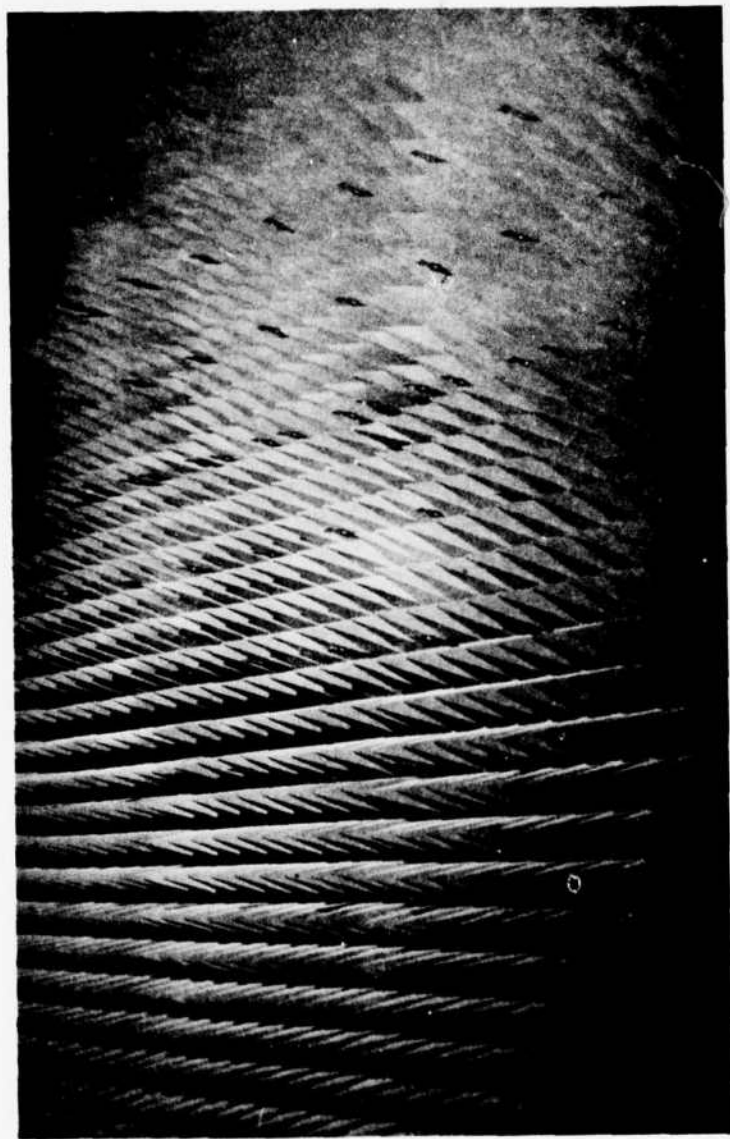


Figure 19. Réseau d'antenne.

Coefficient de réflexion maximal de 8 à 12.4 GHz (EN dB)	La limite de la gamme de fréquence pour un coefficient de réflexion $\leq .2$ dB (EN GHz)		La limite de la gamme de fréquence pour un coefficient de réflexion $\leq .32$ dB (EN GHz)		La limite de la gamme de fréquence pour un coefficient de réflexion $\leq .45$ dB (EN GHz)	
.35	8.0	9.40	< 8.0	10.9	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.55	< 8.0	10.5	< 8.0	> 12.4
.40	8.25	9.35	< 8.0	10.35	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.50	< 8.0	10.2	< 8.0	> 12.4
.38	8.0	9.45	< 8.0	10.55	< 8.0	> 12.4
.35	8.0	9.40	< 8.0	10.9	< 8.0	> 12.4
.40	8.3	9.40	< 8.0	10.0	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.55	< 8.0	10.25	< 8.0	> 12.4
.38	8.0	9.40	< 8.0	10.1	< 8.0	> 12.4
.37	8.0	9.30	< 8.0	9.7	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.35	< 8.0	10.0	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.45	< 8.0	10.6	< 8.0	> 12.4
.32	8.3	9.60	< 8.0	12.4	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.50	< 8.0	10.4	< 8.0	> 12.4
.35	8.0	9.35	< 8.0	10.6	< 8.0	> 12.4
.40	8.0	9.50	< 8.0	10.2	< 8.0	> 12.4

Tableau 1. La limite de la gamme de fréquence pour maintenir le coefficient de réflexion à l'intérieur des limites indiquées pour 16 antennes différentes.

Colonnes								
0	1	2	3	4	5	6	7	
6	-23.6dB	-23.8dB	-23.4dB	-23.2dB	-23.1dB	-23.1dB	-23.2dB	-23.4dB
5	-25.0dB	-25.2dB	-24.6dB	-24.7dB	-25.6dB	-25.4dB	-24.6dB	-24.4dB
4	-23.6dB	-24.3dB	-23.8dB	-24.0dB	-23.1dB	-23.2dB	-22.8dB	-23.0dB
3	-23.9dB	-23.9dB	-23.8dB	-23.4dB	-23.6dB	-24.5dB	-23.1dB	-23.6dB
2	-22.4dB	-23.7dB	-22.6dB	-22.6dB	-22.7dB	-22.7dB	-23.8dB	-22.7dB
1	-23.4dB	-23.6dB	-23.4dB	-23.1dB	-23.5dB	-23.8dB	-23.5dB	-23.2dB

Tableau 2. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 8.6 GHz

Colonnes

0	1	2	3	4	5	6	7
-13.2dB	-13.1dB	-12.9dB	-12.7dB	-13.3dB	-13.0dB	-13.2dB	-13.0dB

Rangées

0	1	2	3	4	5	6	7
-14.2dB	-14.4dB	-14.1dB	-13.8dB	-14.8dB	-14.4dB	-14.1dB	-14.4dB

Tableau 3. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 8.6 GHz.

Colonnes								
	0	1	2	3	4	5	6	7
Rangées								
6	-23.5dB	-23.5dB	-23.6dB	-23.2dB	-23.2dB	-23.2dB	-23.0dB	-23.2dB
5	-24.0dB	-23.8dB	-23.8dB	-23.8dB	-24.0dB	-23.6dB	-24.4dB	-24.2dB
4	-23.2dB	-23.6dB	-23.6dB	-23.1dB	-23.3dB	-23.2dB	-23.4dB	-23.2dB
3	-22.4dB	-22.4dB	-23.0dB	-22.5dB	-22.6dB	-23.4dB	-22.5dB	-22.8dB
2	-23.2dB	-23.6dB	-23.9dB	-23.9dB	-23.7dB	-23.6dB	-23.5dB	-22.8dB
1	-22.4dB	-22.3dB	-22.5dB	-22.3dB	-22.5dB	-22.8dB	-22.6dB	-22.3dB

Tableau 4. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 9.0 GHz.

Colonnes

0	1	2	3	4	5	6	7
-13.6dB	-13.1dB	-13.4dB	-13.2dB	-13.2dB	-13.1dB	-13.0dB	-13.0dB

Rangées

0	1	2	3	4	5	6	7
-13.4dB	-13.2dB	-13.2dB	-13.0dB	-13.6dB	-13.3dB	-13.2dB	-13.4dB

Tableau 5. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 9.0 GHz.

		Colonnes							
		0	1	2	3	4	5	6	7
Rangées	6	-25 dB	-25.4dB	-25.1dB	-24.9dB	-25.0dB	-25.2dB	-25.2dB	-25.1dB
	5	-24.6dB	-24.5dB	-24.8dB	-24.1dB	-25.0dB	-24.9dB	-25.0dB	-25.2dB
	4	-24.9dB	-24.8dB	-24.6dB	-24.8dB	-24.8dB	-24.8dB	-25.2dB	-25.0dB
	3	-25.0dB	-25.2dB	-25.5dB	-24.9dB	-24.5dB	-24.9dB	-24.6dB	-24.9dB
	2	-24.5dB	-23.7dB	-24.2dB	-24.0dB	-24.2dB	-24.4dB	-24.1dB	-24.6dB
	1	-24.6dB	-24.2dB	-24.5dB	-24.5dB	-24.3dB	-24.7dB	24.5dB	-24.4dB

Tableau 6. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 9.4 GHz.

Colonnes

0	1	2	3	4	5	6	7
-13.4dB	-12.7dB	-13.4dB	-13.1dB	-13.5dB	-13.6dB	-13.1dB	-13.3dB

7

Rangées

0	1	2	3	4	5	6	7
-15.8dB	-15.4dB	-15.4dB	-15.4dB	-15.5dB	-15.3dB	-15.2dB	-15.3dB

0

Tableau 7. Perte par insertion en (dB). Fréquence est de 9.4 GHz.

Colonnes

	0	1	2	3	4	5	6	7
6	$\phi = -6^\circ$	$\phi = -5^\circ$	$\phi = -5^\circ$	$\phi = -3^\circ$	$\phi = +1^\circ$	$\phi = -1^\circ$	$\phi = +5^\circ$	$\phi = +2^\circ$
	P = +.8dB	P = +1.0dB	P = +1.7	P = +1.5dB	P = +1.5	P = +1.7dB	P = +1.7dB	P = +1.7dB
5	$\phi = -0^\circ$	$\phi = +4^\circ$	$\phi = 0^\circ$	$\phi = 0^\circ$	$\phi = -4^\circ$	$\phi = 0^\circ$	$\phi = +2^\circ$	$\phi = -4^\circ$
	P = -.1dB	P = -.8dB	P = 0	P = +3dB	P = -1.1dB	P = -.3dB	P = +.8dB	P = +.7dB
4	$\phi = -4^\circ$	$\phi = 0^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -2^\circ$	$\phi = +3^\circ$	$\phi = -7^\circ$	$\phi = -9^\circ$
	P = +1.4dB	P = +.2dB	P = +.5	P = +1.1dB	P = +2.0dB	P = +2.0dB	P = +1.8	P = +1.9dB
3	$\phi = 0^\circ$	$\phi = -5^\circ$	$\phi = -2^\circ$	$\phi = -6^\circ$	$\phi = +1^\circ$	$\phi = -5^\circ$	$\phi = +1^\circ$	$\phi = -3^\circ$
	P = +1.2dB	P = +.9dB	P = +1.5dB	P = +1.3dB	P = +1.5dB	P = +.8dB	P = +1.5dB	P = +1.3dB
2	$\phi = -6^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -3^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -7^\circ$	$\phi = -8^\circ$	$\phi = -8^\circ$
	P = +1.8dB	P = +1.0 dB	P = +2.3	P = +.7dB	P = +2.0dB	P = +1.7dB	P = +1.2dB	P = +2.1
1	$\phi = 0^\circ$	$\phi = +2^\circ$	$\phi = -2^\circ$	$\phi = +3^\circ$	$\phi = +3^\circ$	$\phi = +3^\circ$	$\phi = +6^\circ$	$\phi = +2^\circ$
	P = +1.8dB	P = +1.7dB	P = +1.4	P = +2.0dB	P = +1.4dB	P = +.7dB	P = +2.0dB	P = +2.0dB

Rangées

Tableau 8. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est de 8.6 GHz.

Colonnes

	0	1	2	3	4	5	6	7
7	$\phi = -6^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$
	$P = -1.1\text{dB}$	$P = +.2\text{dB}$	$p = 0\text{dB}$	$P = -.2\text{dB}$	$P = -.6\text{dB}$	$P = -.2\text{dB}$	$P = -.8\text{dB}$	$P = -1.5\text{dB}$

Rangées

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -5^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = -4^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$	$\phi = -9^{\circ}$	$\phi = +1^{\circ}$
	$P = -.1\text{dB}$	$P = +.1\text{dB}$	$P = 0\text{dB}$	$P = -.3\text{dB}$	$P = +.1\text{dB}$	$P = +.2\text{dB}$	$P = -.3\text{dB}$	$P = -.2\text{dB}$

Tableau 9. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est de 8.6 GHz.

Colonnes									
	0	1	2	3	4	5	6	7	
6	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	
	P = +.7dB	P = +.7dB	P = +.6dB	P = +.9dB	P = +.8dB	P = +.7dB	P = +1.0dB	P = +.8dB	
5	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = +9^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	
	P = -.3dB	P = -.3dB	P = 0dB	P = -.5dB	P = -.1dB	P = -.1dB	P = -1.0dB	P = -.7dB	
4	$\phi = +1^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = +9^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	
	P = +.7dB	P = +.4dB	P = +.2dB	P = +1.3dB	P = +6dB	P = +1.0dB	P = -.3dB	P = +.9dB	
3	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	
	P = +.6dB	P = +.7dB	P = +.7dB	P = +1.0dB	P = +.5dB	P = -.4dB	P = +1.0dB	P = +.6dB	
2	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +8^{\circ}$	$\phi = +8^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = +8^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	
	P = +.9dB	P = +.8dB	P = 0	P = +.1dB	P = +.4dB	P = -.1dB	P = +.8dB	P = +.9dB	
1	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	
	P = +1.0dB	P = +1.0dB	P = +.6dB	P = +1.4dB	P = +.5dB	P = +.7dB	P = +1.1dB	P = +1.0dB	

Rangées

Tableau 10. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est 9.0 GHz.

Colonnes

	0	1	2	3	4	5	6	7
7	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +1^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$
	P = -6dB	P = -.1dB	P = 0dB	P = 0dB	P = -.2dB	P = -.3dB	P = -.5dB	P = -.9dB

Rangées

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	$\phi = +1^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = +0^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$
	P = -.2dB	P = -.3dB	P = 0dB	P = -.2dB	P = -.9dB	P = -.3dB	P = -.4dB	P = -.5dB

Tableau 11. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est de 9.0 GHz.

Colonnes.

	0	1	2	3	4	5	6	7
6	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = +6^{\circ}$
	P=+.4dB	P=+.5dB	P=+.6dB	P=+.8dB	P=+.8dB	P=+.4	P=+.3dB	P=+.1dB
5	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = +1^{\circ}$	$\phi = +9^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$
	P=0dB	P=-.4dB	P=0dB	P=+.7dB	P=+.1.4dB	P=+.2dB	P=+.3dB	P=+.8dB
4	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = -4^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = +7^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = -6^{\circ}$
	P=0dB	P=+.2dB	P=+.6dB	P=-1.2dB	P=0dB	P=+.2dB	P=0dB	P=+.4dB
3	$\phi = +5^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = -6^{\circ}$	$\phi = -6^{\circ}$	$\phi = +4^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$
	P=-.3dB	P=+.4dB	P=-.4dB	P=+.3dB	P=+.5dB	P=-.5dB	P=+.9dB	P=+.4dB
2	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -8^{\circ}$	$\phi = -4^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$	$\phi = -9^{\circ}$	$\phi = -6^{\circ}$	$\phi = -8^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$
	P=+.5dB	P=+.1.0dB	P=+.1.3dB	P=+.8dB	P=+.1.0dB	P=+.4dB	P=+.9dB	P=+.6dB
1	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = -1^{\circ}$
	P=+.1.0dB	P=+.1.0dB	P=-.3dB	P=+.6dB	P=0dB	P=0dB	P=+.2dB	P=+.5dB

Rangées

Tableau 12. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est de 9.4 GHz

Colonnes

0	1	2	3	4	5	6	7
$\phi = -4^{\circ}$	$\phi = -7^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +1^{\circ}$	$\phi = -4^{\circ}$
$P = -.6\text{dB}$	$P = +.4\text{dB}$	$P = 0\text{dB}$	$P = +.3\text{dB}$	$P = 0\text{dB}$	$P = -.4\text{dB}$	$P = -.4\text{dB}$	$P = -1.2\text{dB}$

Rangées

0	1	2	3	4	5	6	7
$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = -2^{\circ}$	$\phi = 0^{\circ}$	$\phi = +3^{\circ}$	$\phi = +8^{\circ}$	$\phi = +2^{\circ}$	$\phi = -3^{\circ}$	$\phi = +8^{\circ}$
$P = 0\text{dB}$	$P = +.2\text{dB}$	$P = 0\text{dB}$	$P = -.7\text{dB}$	$P = -.5\text{dB}$	$P = -.2\text{dB}$	$P = +.6\text{dB}$	$P = 0\text{dB}$

Tableau 13. Données de la calibration de puissance et de phase.
Fréquence est de 9.4 GHz.

U

Security Classification

DOCUMENT CONTROL DATA - R & O		
(Security classification of title, body of abstract and indexing annotation must be entered when the overall document is classified)		
1. ORIGINATING ACTIVITY Defence Research Establishment Ottawa ✓ National Defence Headquarters Ottawa, Canada		2a. DOCUMENT SECURITY CLASSIFICATION Unclassified
		2b. GROUP
3. DOCUMENT TITLE RESEAU D'ANTENNES CONTROLES PAR ORDINATEUR (U)		
4. DESCRIPTIVE NOTES (Type of report and inclusive dates) Technical Note 77-9		
5. AUTHOR(S) (Last name, first name, middle initial) Boivin, Daniel		
6. DOCUMENT DATE MARS 1977	7a. TOTAL NO OF PAGES 43	7b. NO. OF REFS 5
8a. PROJECT OR GRANT NO. 44-01-09	9a. ORIGINATOR'S DOCUMENT NUMBER(S) Technical Note 77-9 ✓	
8b. CONTRACT NO.	9b. OTHER DOCUMENT NO.(S) (Any other numbers that may be assigned this document)	
10. DISTRIBUTION STATEMENT Distribution is unlimited		
11. SUPPLEMENTARY NOTES		12. SPONSORING ACTIVITY
13. ABSTRACT UNCLASSIFIED Fabriqués au Centre de recherches pour la Défense à Ottawa et installés ensuite au laboratoire de simulation de brouillage, ces réseaux d'antennes couplées permettent d'y évaluer la vulnérabilité du radar militaire qui s'y trouve. Il existe trois réseaux d'antennes couplées, dont le principal comprend les rangées 1 à 6 (48 éléments). La rangée 7 est insérée au centre du mur de la chambre sourde. La rangée 0 est placée au bas de ce mur pour simuler les échos parasites venant du sol. Les réseaux peuvent être commandés manuellement ou par ordinateur. Les simulations fournies augmentent nettement nos capacités; il peut s'agir d'un aéronef se déplaçant horizontalement ou verticalement, d'un nuage de plaquettes de brouillage, d'échos parasites venant du sol et de brouillage angulaire. La simplicité de conception, le coût peu élevé et l'interchangeabilité des antennes sans réglages contribuent au succès de cette installation. Les antennes microbandes, mises au point au laboratoire, s'y adaptent. Elles sont conçues pour émettre à des fréquences micro-ondes. La plage d'utilisation du réseau va de 8.5 à 9.5 GHz, alors que la variation de puissance entre les éléments ne dépasse pas ± 1.6 dB et que la variation de phase ne dépasse pas $\pm 9^\circ$.		

KEY WORDS

INSTRUCTIONS

1. **ORIGINATING ACTIVITY:** Enter the name and address of the organization issuing the document.
- 2a. **DOCUMENT SECURITY CLASSIFICATION:** Enter the overall security classification of the document including special warning terms whenever applicable.
- 2b. **GROUP:** Enter security reclassification group number. The three groups are defined in Appendix 'M' of the DRB Security Regulations.
3. **DOCUMENT TITLE:** Enter the complete document title in all capital letters. Titles in all cases should be unclassified. If a sufficiently descriptive title cannot be selected without classification, show title classification with the usual one-capital-letter abbreviation in parentheses immediately following the title.
4. **DESCRIPTIVE NOTES:** Enter the category of document, e.g. technical report, technical note or technical letter. If appropriate, enter the type of document, e.g. interim, progress, summary, annual or final. Give the inclusive dates when a specific reporting period is covered.
5. **AUTHOR(S):** Enter the name(s) of author(s) as shown on or in the document. Enter last name, first name, middle initial. If military, show rank. The name of the principal author is an absolute minimum requirement.
6. **DOCUMENT DATE:** Enter the date (month, year) of Establishment approval for publication of the document.
- 7a. **TOTAL NUMBER OF PAGES:** The total page count should follow normal pagination procedures, i.e., enter the number of pages containing information.
- 7b. **NUMBER OF REFERENCES:** Enter the total number of references cited in the document.
- 8a. **PROJECT OR GRANT NUMBER:** If appropriate, enter the applicable research and development project or grant number under which the document was written.
- 8b. **CONTRACT NUMBER:** If appropriate, enter the applicable number under which the document was written.
9. **ORIGINATOR'S DOCUMENT NUMBER(S):** Enter the official document number by which the document will be identified and controlled by the originating activity. This number must be unique to this document.
- 9b. **OTHER DOCUMENT NUMBER(S):** If the document has been assigned any other document numbers (either by the originator or by the sponsor), also enter this number(s).
10. **DISTRIBUTION STATEMENT:** Enter any limitations on further dissemination of the document, other than those imposed by security classification, using standard statements such as:
 - (1) "Qualified requesters may obtain copies of this document from their defence documentation center."
 - (2) "Announcement and dissemination of this document is not authorized without prior approval from originating activity."
11. **SUPPLEMENTARY NOTES:** Use for additional explanatory notes.
12. **SPONSORING ACTIVITY:** Enter the name of the departmental project office or laboratory sponsoring the research and development. Include address.
13. **ABSTRACT:** Enter an abstract giving a brief and factual summary of the document, even though it may also appear elsewhere in the body of the document itself. It is highly desirable that the abstract of classified documents be unclassified. Each paragraph of the abstract shall end with an indication of the security classification of the information in the paragraph (unless the document itself is unclassified) represented as (TS), (S), (C), (R), or (U).

The length of the abstract should be limited to 20 single-spaced standard typewritten lines: 7 1/4 inches long.
14. **KEY WORDS:** Key words are technically meaningful terms or short phrases that characterize a document and could be helpful in cataloging the document. Key words should be selected so that no security classification is required. Identifiers, such as equipment model designation, trade name, military project code name, geographic location, may be used as key words but will be followed by an indication of technical context.

ATE
LME